

Universidad de Sevilla

Escuela Politécnica Superior



TRABAJO DE FIN DE GRADO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**ESTUDIO Y DISEÑO DEL MODELO DE UN
CARGADOR PARA BATERÍAS DE LITIO PARA
EL USO EN AUTOMOCIÓN**

Tutor: Dr. D. Vicente Simón Sempere

Autor: Pablo Avilés López

Dpto. de Ingeniería Eléctrica

Escuela Politécnica Superior

Universidad de Sevilla

Mayo 2021, Sevilla

Resumen

El descubrimiento de las baterías trajo consigo la aparición de dispositivos portátiles y la capacidad de llevar la energía eléctrica a zonas o situaciones donde no existía suministro eléctrico.

Las primeras baterías eran pesadas y voluminosas, por lo que su uso estaba restringido a tareas donde estas desventajas no suponían un problema, con el avance en la tecnología de las baterías se han conseguido sistemas de almacenamiento óptimos donde estas características resultan más atractivas, permitiendo su uso en labores, donde, por viabilidad técnica, antes no eran posible.

Este ha sido el caso de la automoción, donde baterías como las de litio, ya que ofrecen unas altas densidades de potencia y energía, resultan viables, dando paso a un desarrollo y un mercado tecnológico el cual se encuentra en creciente demanda debido a las ventajas que ofrece en referencia a las mejoras en la conducción, la dinámica del vehículo y en sostenibilidad con el medio ambiente.

Aunque los vehículos eléctricos ofrecen ciertas ventajas con respecto a los de combustión, presentan el principal inconveniente de la autonomía. En el caso de un vehículo de combustión con un tanque de combustible lleno es fácil conseguir 600 km de autonomía y la recarga puede llevarse a cabo en unos minutos, mientras que en el caso de los eléctricos pocos vehículos en el mercado actual pueden llegar a ese nivel de autonomía con una recarga lenta que puede durar horas, pudiendo realizarse recargas rápidas a costas reducir la vida útil de la batería.

La velocidad a la que se pueden recargar estas baterías depende de la tipología de celda empleada, las cuales pueden ser muy variadas y debido a su gran número pueden fabricarse bajo demanda con distintas características eléctricas según las necesidades, por lo que la potencia empleada para la carga dependerá del uso y la finalidad que se les den a estas baterías.

En el ámbito de la automoción de competición, en concreto Formula Student Electric, se requieren baterías de altas prestaciones en las que la densidad de potencia y energía son prioritarios, mientras que no hay necesidad de recarga rápida, pues se dispone de tiempo suficiente para las pruebas dinámicas

En este trabajo se estudiará el diseño de un convertidor DC-DC controlado mediante lógica borrosa como cargador para las baterías de litio que se emplearán en este sector. También, por motivos de interés de estudio, se realizarán una serie observaciones que nos permita profundizar en el comportamiento de la carga de una batería de estudio para líneas futuras de investigación.

Contenido

1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Objetivo.....	1
1.2 Alcance	1
2. TIPOLOGÍAS DE CELDAS.....	2
2.1 Ácido – Plomo.....	2
2.2 Níquel – hierro.....	3
2.3 Níquel – Cadmio	3
2.4 Níquel – Metal Hidruro	4
2.5 Iones de litio	4
3. CARGA BATERÍAS DE LITIO	6
3.1 Modo de corriente constante.....	6
3.2 Modo de tensión constante	7
3.3 Battery Management System (BMS).....	8
4. TIPOLOGÍA DE CONVERTIDORES	10
4.1 Introducción.....	10
4.2 Convertidor conmutado básico.....	10
4.3 Convertidor Buck.....	11
4.4 Convertidor boost.....	14
4.5 Convertidor Buck-boost.....	18
4.6 Convertidor Cuk	21
5. DISEÑO DEL CONVERTIDOR CC/CC	25
5.1 Control PID.....	26
5.1.1 Aproximación lineal mediante la formulación de espacio de estados.	26
5.1.2 Análisis en frecuencia.....	27
5.1.3 Ajuste PID.....	30
5.2 Control por lógica difusa.....	31
5.2.1 Funciones de membresía	32
5.2.2 Reglas borrosas.....	33
5.2.3 Inferencia borrosa.....	34
5.2.4 Controlador difuso.	35

6. MODELADO CARGADOR BATERÍAS DE LITIO	37
6.1 Puente rectificador.	37
6.2 Convertidor DC/DC.	39
6.3 Lazos de control.....	41
6.3.1 Control PID	42
6.3.2 Control borroso	46
6.4 Modos de carga	50
6.4.1 Modo de carga a corriente constante.	51
6.4.2 Modo de carga a tensión constante.....	53
6.4.3 Cambio de estado.....	55
7. SIMULACIÓN EN SIMULINK DE LA CARGA.....	57
8. PROPUESTA DE REALIZACIÓN FÍSICA DE PROTOTIPO	72
8.1 Circuito de Baja tensión	72
8.2 Circuito de disparo	73
8.3 Circuito de control	74
8.4 Circuito BOOST.....	75
9. CONCLUSIÓN.....	77
Anexos	80
1. Esquemático generación baja tensión.	81
2. Esquemático circuito de disparo	83
3. Esquemático DSP.....	85
4. Esquemático circuito de potencia	87
5. Layout PCB capa superior	89
6. Layout PCB capa inferior.....	91
Bibliografía	93

Índice de figuras

Figura 2-1 Celda electroquímica	2
Figura 2-2 Inserción-deserción iones de litio	5
Figura 3-1 Curva de intensidad frente al tiempo durante la carga	6
Figura 3-2 Curva de la tensión frente al tiempo durante la carga	7
Figura 3-3 Curvas de intensidad, tensión y capacidad frente al tiempo durante la carga	7
Figura 3-4 Battery management System (BMS)	8
Figura 3-5 Diagrama de flujo Carga	9
Figura 4-1 Circuito conmutado ideal con carga resistiva pura	10
Figura 4-2 Salida de tensión generada por el circuito conmutado ideal con carga resistiva	10
Figura 4-3 Circuito convertidor Buck	11
Figura 4-4 Circuito convertidor Buck con interruptor cerrado	12
Figura 4-5 Circuito convertidor Buck con interruptor abierto	12
Figura 4-6 Variación de intensidad en el condensador	14
Figura 4-7 Circuito convertidor Boost	14
Figura 4-8 Circuito convertidor Boost con interruptor cerrado	15
Figura 4-9 Circuito convertidor Boost con interruptor abierto	16
Figura 4-10 (a) tensión de la bobina, (b) intensidad en la bobina, (c) intensidad en el diodo, (d) intensidad en el condensador	16
Figura 4-11 Circuito convertidor Buck-Boost	18
Figura 4-12 Circuito convertidor Buck-Boost con interruptor cerrado	18
Figura 4-13 Circuito convertidor Buck-Boost con interruptor abierto	19
Figura 4-14 Circuito convertidor Cuk	21
Figura 4-15 Circuito convertidor Cuk con interruptor cerrado	21
Figura 4-16 Circuito convertidor Cuk con interruptor abierto	22
Figura 5-1 Circuito en Simulink del convertidor Boost alimentando una carga resistiva	25
Figura 5-2 Diagrama de bloque de la planta	28
Figura 5-3 Respuesta escalón sistema de segundo orden	29
Figura 5-4 Diagrama de bloques de la planta con realimentación unitaria	29
Figura 5-5 Diagrama de bloque lazo de control PID	30
Figura 5-6 Respuesta críticamente estable de la planta a partir de la ganancia crítica	31
Figura 5-7 Inferencia borrosa con dos entradas y una salida	34
Figura 5-8 Motor de inferencia	35
Figura 5-9 Función de pertenencia con 3 variables lingüísticas	36
Figura 6-1 Puente rectificador de tensión	37
Figura 6-2 Conversión AC-DC	38
Figura 6-3 Rizado de tensión debido a capacitancia finita	38
Figura 6-4 Subsistema de Simulink rectificador de tensión	39
Figura 6-5 Modelo Simulink convertidor Boost	40

Figura 6-6 Diagrama de bloques realimentación	41
Figura 6-7 Diagrama de bode de modulo y fase de la función linealizada, obtenida mediante Matlab.	43
Figura 6-8 sistema de realimentación con ganancia proporcional.	43
Figura 6-9 Subsistema en Simulink, control PID	44
Figura 6-10 Modelo convertidor Boost con realimentación	45
Figura 6-11 Salida PID inestable	45
Figura 6-12 Salida PID estable.	46
Figura 6-13 Fuzzy Logic Toolbox de Simulink	46
Figura 6-14 Funciones de pertenencia de la entrada e	47
Figura 6-15 Funciones de pertenencia de la entrada de / dt	47
Figura 6-16 Funciones de pertenencia de la salida Δu	48
Figura 6-17 Definición base de reglas en Fuzzy Logic Toolbox de Simulink	48
Figura 6-18 Subsistema en Simulink, control FLC	49
Figura 6-19 Modelo de Simulink, Boost con control de tensión	49
Figura 6-20 Salida de tensión del modelo	50
Figura 6-21 Subsistema en Simulink, Batería	50
Figura 6-22 Subsistema en Simulink, control FLC	51
Figura 6-23 Modelo en Simulink, Boost con control de intensidad	52
Figura 6-24 Salida de intensidad frente al tiempo	52
Figura 6-25 Rizado en la intensidad.	53
Figura 6-26 Obtención del error para subsistema en Simulink, control FLC	53
Figura 6-27 Subsistema en Simulink, control FLC	54
Figura 6-28 Modelo en Simulink, Boost con control de tensión	54
Figura 6-29 Salida de tensión	54
Figura 6-30 Función en Matlab, para la determinación de la fase de carga.	55
Figura 6-31 Diagrama de bloques FLC	56
Figura 6-32 Diagrama de Bloques Lazo de control mediante lógica borrosa.	56
Figura 7-1 Subsistema en Simulink, Puente rectificador	57
Figura 7-2 Subsistema en Simulink, Convertidor Boost	58
Figura 7-3 Subsistema en Simulink, Batería	58
Figura 7-4 Subsistema en Simulink, control FLC.	58
Figura 7-5 Modelo en Simulink, cargador batería de litio.	59
Figura 7-6 Modelo en Simulink, cargador batería de litio.	60
Figura 7-7 Curva de tensión primer intervalo	60
Figura 7-8 Zona de la curva de tensión con menor pendiente, próxima a zona lineal.	61
Figura 7-9 Curva de la capacidad primer intervalo	61

Figura 7-10 Curva de tensión segundo intervalo	62
Figura 7-11 Respuesta escalón ante variación de consigna de intensidad	63
Figura 7-12 Caída abrupta de tensión, para determinación de resistencia interna	63
Figura 7-13 Curva capacidad segundo intervalo	64
Figura 7-14 Curva de tensión tercer intervalo.	64
Figura 7-15 Curva de capacidad tercer intervalo.....	65
Figura 7-16 Curva de tensión cuarto intervalo	65
Figura 7-17 Curva de capacidad cuarto intervalo.....	66
Figura 7-18 Curva de tensión quinto intervalo.	66
Figura 7-19 Curva de capacidad quinto intervalo.....	67
Figura 7-20 Curva de tensión sexto intervalo	67
Figura 7-21 Curva capacidad sexto intervalo	68
Figura 7-22 Curva de tensión séptimo intervalo.....	68
Figura 7-23 Curva de capacidad séptimo intervalo.....	69
Figura 7-24 Curva de intensidad séptimo intervalo	69
Figura 7-25 Curva de tensión con efectos de temperatura.....	70
Figura 7-26 Curva de intensidad con efectos de temperatura	70
Figura 7-27 Curva de capacidad con efectos de temperatura.....	71
Figura 8-1 Circuito generación de baja tensión.....	72
Figura 8-2 Circuito de disparo IGBT	73
Figura 8-3 Circuito de control	74
Figura 8-4 Circuito de potencia.....	75
Figura 9-1 Modelo de primera aproximación de una batería de litio.	78

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Objetivo

En este proyecto, se pretende realizar un estudio y simulación de un convertidor AC-DC, compuesto por un rectificador y un convertidor tipo boost, con el objeto de aplicarlo a la carga de baterías de litio y su aplicación en automoción, concretamente para Formula Student, para ello se realizará una investigación sobre:

- Las principales características de los distintos tipos de baterías empleadas en la actualidad para seleccionar el modelo más conveniente.
- Las características y el comportamiento de las tipologías de convertidores de corriente continua, con el fin de seleccionar el óptimo para la recarga de nuestro modelo de baterías.
- Los distintos tipos de lazo de control, donde se analizará la respuesta de un sistema de realimentación suponiendo una carga resistiva, con el fin de determinar que lazo de control se adapta mejor a nuestras necesidades.
- Los distintos modos de funcionamiento que intervienen en el proceso de carga.

A partir de ello, se realizará un modelo en Simulink que permitirá generar una salida a partir de las consignas de tensión e intensidad, que se usará junto al bloque de baterías que incluye la librería SimScape para estudiar el comportamiento de la recarga de una batería de litio.

1.2 Alcance

El diseño de un cargador para baterías de litio orientados al sector de la automoción resulta muy complejo en cuanto a fiabilidad y funcionamiento si se tienen en cuenta factores como envejecimiento, temperatura, presencia de armónicos, etc.

El alcance de este proyecto se limita al estudio de las distintas tipologías de baterías y de convertidores para el diseño de un modelo de cargador de baterías de litio donde se despreciarán los factores antes mencionados, aunque se hará una mención puntual, con el fin de entender su comportamiento.

Este proyecto puede servir como base para un futuro desarrollo de distintos modelos o una primera aproximación para su prototipado.

2. TIPOLOGÍAS DE CELDAS.

2.1 Ácido – Plomo

Se trata de placas de plomo paralelas entres sí sumergidas en un depósito de ácido sulfúrico, separadas mediante un aislante que resistan el ácido y permitan la libre circulación de electrolito.

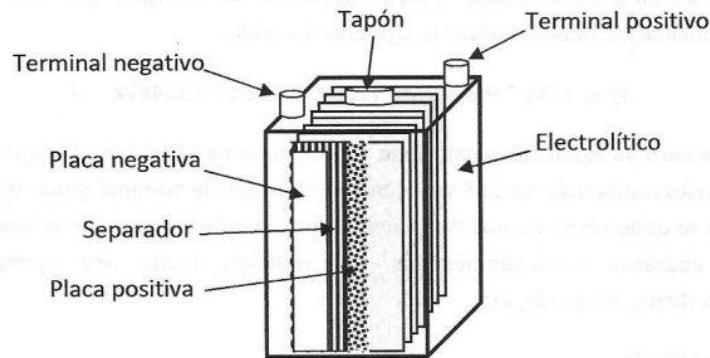
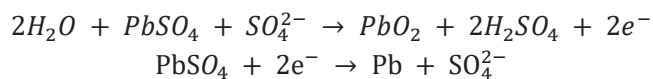


Figura 2-1 Celda electroquímica

Se componen en vasos de 2V que se conectarán en paralelo o en serie según los valores de tensión e intensidades deseados.

El proceso químico de la carga consiste en un proceso de reducción del sulfato de plomo a plomo metal en las placas negativas y otro de oxidación en las placas positivas formando óxido de plomo.



Siendo el proceso inverso la descarga de la celda, una tensión de carga excesiva puede producir la liberación de hidrógeno, acortando la vida útil y con peligro de combustión. Debido a la formación de cristales grandes de sulfato de plomo este proceso no siempre es reversible, en este caso se dice que la batería se ha sulfatado y hay que cambiarla.

Con respecto a la capacidad, posee una densidad energética baja del orden 33-42 Wh/kg y una potencia específica moderadamente alta en torno a los 180W/kg. Presentan la desventaja de que ciclos profundos de descarga acortan la vida útil, por lo que, será necesario descargas poco profundas si se quiere una durabilidad prolongada, en torno a un 50% de la capacidad variando según el fabricante.

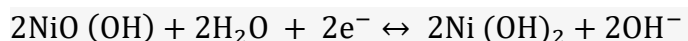
Al ser una tecnología usada desde mucho tiempo tiene la ventaja de presentar fiabilidad, un estándar y bajo coste.

2.2 Níquel – hierro

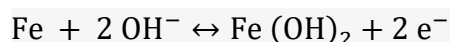
Está formado por placas positivas de óxido-hidróxido de níquel (III) y placas negativas de hierro, como electrolito se usa hidróxido de potasio, en algunos casos, mezclado con hidróxido de litio.

Formando vasos de 1,4V a circuito abierto que caen a 1.2V en carga y requieren una tensión en la recarga de 1.6V

Siendo las reacciones electroquímicas producidas en la placa positiva.



Y en la placa negativa.



Esta tecnología se caracteriza por su robustez ante los abusos, proporcionando una larga vida útil aún en esas condiciones. Esto es debido a la baja solubilidad de los reactivos del electrolito, produciendo una lenta formación de cristales de hierro, beneficiosas para el electrodo, pero limitando el rendimiento a altas velocidades con la consecuencia de una carga y descarga lenta.

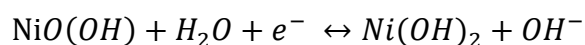
Presentan una baja densidad de energía, de aproximadamente 19-25Wh y una baja potencia específica, del orden de unos 100W/Kg y permiten mayores descargas profundas que las baterías de ácido plomo. También presentan una durabilidad elevada, teniendo una vida útil de 30-50 años.

2.3 Níquel – Cadmio

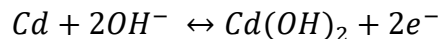
En este caso se utilizará como electrodo positivo una placa de hidróxido de níquel y como electrodo negativo una placa de cadmio y un electrolito alcalino.

La tensión nominal de la celda es de 1.2V que varían muy poco en función de la carga, aunque resulta muy ventajosa, ya que permite sustituir otras baterías que operan en un rango de tensiones que la incluya, es difícil determinar el nivel de carga.

En el electrodo positivo se produce la siguiente reacción:



Mientras que en el electrodo negativo:



Durante la descarga las reacciones van de izquierda a derecha, para la recarga de derecha a izquierda.

Poseen una resistencia interna muy baja que permiten altas tasas de descarga, la cual también repercute en la carga, pues no se pueden cargar a tensión constante pues se producirían intensidades muy elevadas.

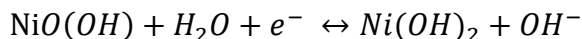
Presentan una densidad de potencia media (50Wh/kg) y una potencia específica elevada (150W/kg) y una durabilidad elevada si opera en regímenes de fabricante.

2.4 Níquel – Metal Hidruro

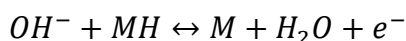
Es similar a las baterías de Níquel-Cadmio previamente descrita, con la diferencia de que como electrodo negativo se utilizará una aleación metálica que absorba hidrógeno en lugar del cadmio.

Durante la descarga la celda opera a 1.25 V/celda disminuyendo hasta llegar aproximadamente a 1-1.1 V/Celda.

En el electrodo positivo, compuesto por hidróxido de óxido de níquel, se produce la siguiente reacción:



Mientras que en el electrodo negativo se tiene la siguiente:



Siendo la descarga las reacciones producidas de izquierda a derecha y en sentido contrario durante la recarga.

Presentan una densidad de energía 2-3 veces superior que las de níquel-cadmio, del orden 60-120Wh/kg, y un alto poder específico(250-1000W/kg). Son ampliamente utilizadas en el sector de la automoción, aunque están perdiendo terreno frente a las baterías de litios, se siguen empleando mucho en vehículos híbridos.

2.5 Iones de litio

En estas baterías se emplean óxidos metálicos; derivados del cobalto, níquel, manganeso, hierro o aluminio; como cátodo, un ánodo de base de carbono y sales de litio en una disolución orgánica como electrolito.

La tensión de operación varía en función del óxido empleado en el cátodo siendo el valor de tensión nominal más común de 3.7V operando en un rango de 3.0-4.2V

Las reacciones químicas producidas son de inserción-deserción, en el que durante el proceso de carga los iones de litio se trasladan del óxido metálico al ánodo, siendo la descarga el proceso inverso donde los iones de litio se trasladan del ánodo al cátodo.

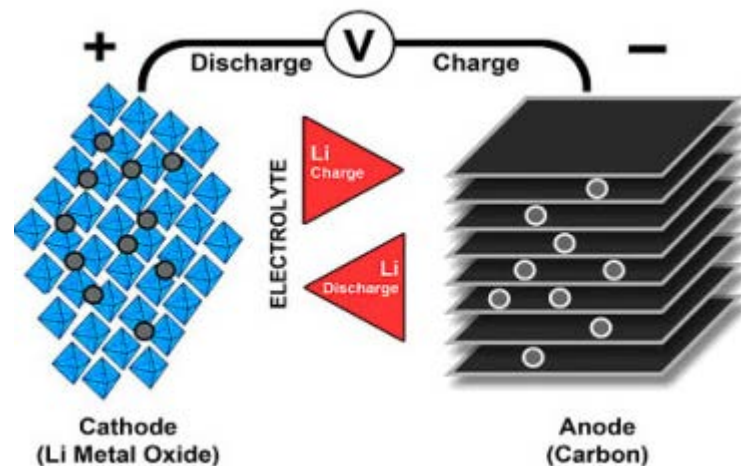


Figura 2-2 Inserción-deserción iones de litio

Poseen una densidad de energía muy elevada, hasta 265Wh/kg, con una potencia específica alta, en torno a los 300W/kg. También tienen una resistencia interna muy baja que permite operar con una eficiencia muy alta, del orden del 98%.

Consta de un proceso de carga no muy complejo que permite cargar el 80% de la batería en un periodo corto de tiempo. Esta característica sumada a las anteriores descritas resultan muy atractivas para el sector de la automoción, principal tema que se abordará en este proyecto, por lo que serán seleccionadas esta tipología de celdas para realizar el modelo que se utilizará para el diseño del sistema en Simulink del cargador.

No obstante, presentan el inconveniente de la alta reactividad del litio, lo que ocasiona problemas de seguridad, pues es altamente inflamable en contacto con el aire, además, no opera muy bien en temperaturas extremas, pues las bajas temperaturas provocan la aparición de cristales que pueden provocar un cortocircuito y las altas temperaturas producen una gran cantidad de gases que pueden provocar una sobrepresión dentro de la celda.

3. CARGA BATERÍAS DE LITIO

Una característica fundamental de la batería de litio es su baja resistencia interna, que permite una alta eficiencia entregando una potencia elevada, no obstante, también repercute en el proceso de recarga, pues si se cargará a tensión constante los valores de intensidad serían demasiado elevados.

Por lo que será necesario de una fase donde la carga se produzca limitando la intensidad y que pase a otra fase de tensión constante cuando se alcance el valor límite. Estos valores varían en función de los elementos empleados para la elaboración de la celda, por lo que son valores dados por los fabricantes.

3.1 Modo de corriente constante.

En esta fase la carga se produce a una intensidad constante, la mayoría admiten tasas de carga de 0.5C a 1C, pudiendo ser mayor en algunas celdas especializadas. Cuando se habla de una tasa de carga o descarga de 1C se refiere a que la celda opera a una intensidad igual a la capacidad nominal, es decir, para una celda de 6Ah correspondería una intensidad de 6A.

En esta fase, la tensión es creciente hasta el valor límite de tensión en la cual puede resultar peligrosa, donde pasa a modo tensión constante. Según la química empleada en la celda de litio, en esta fase se lleva a cabo el 60-80% de la carga total, que es el intervalo que se considera como carga rápida, ya que una vez alcanzado el valor límite de tensión, la intensidad empezará a decaer de forma exponencial.

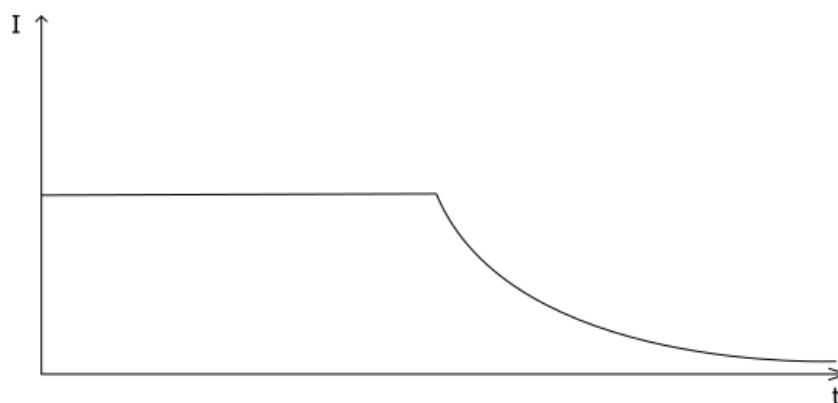


Figura 3-1 Curva de intensidad frente al tiempo durante la carga

3.2 Modo de tensión constante

Una tensión superior al límite impuesto por el fabricante puede dañar de forma irreversible la celda, también se ha comprobado que la carga a tensiones cercanas a dicho límite producen una pérdida en la vida útil.

Por tanto, es necesario limitar la tensión de la carga para evitar dañar la celda y obtener un ciclo de vida útil más prolongado, en el caso más común el límite de tensión suele estar en 4,25V/celda, no obstante, debido a los efectos mencionados, la carga suele realizarse a una tensión inferior, pues, aunque se pierde capacidad se compensa con una mayor número de ciclos antes de llegar al fin de su vida útil.

En esta fase, la tensión se mantendrá constante mientras que la intensidad será decreciente hasta alcanzar un valor de 0.01C, donde se considerará que la batería ya está cargada.

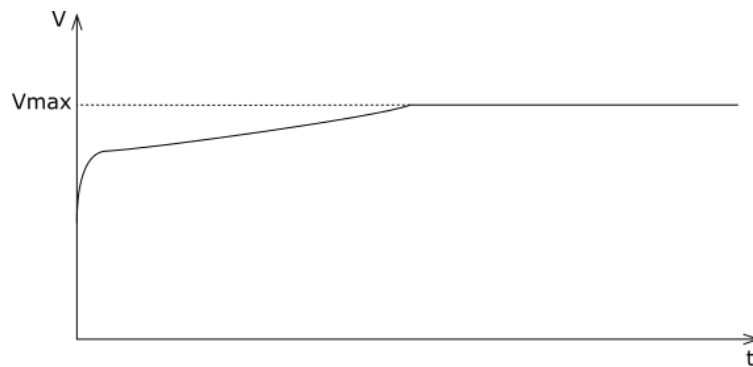


Figura 3-2 Curva de la tensión frente al tiempo durante la carga

Por tanto, para el ciclo de carga completo se obtiene la siguiente grafica

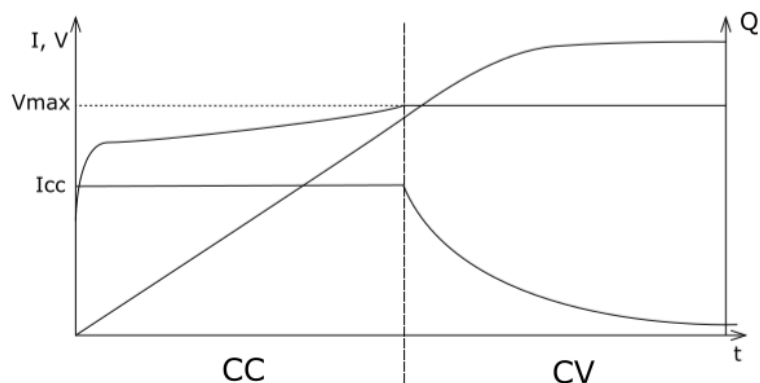


Figura 3-3 Curvas de intensidad, tensión y capacidad frente al tiempo durante la carga

La forma de la gráfica es similar para los distintos tipos de batería de litio, con la salvedad, como se ha comentado previamente, de que cambiarán los valores de V_{max} , I_{cc} y el porcentaje de la capacidad de la batería al momento de alcanzar tensión máxima.

3.3 Battery Management System (BMS)

Una de las principales desventajas del uso de las baterías de litio es la alta reactividad del litio, pues, aunque precisamente esa reactividad es la que permite tener altas densidades de energía, si se opera en un rango de trabajo fuera de los límites de su funcionamiento, pueden ocasionar situaciones peligrosas.

También hay que tener en cuenta que, debido a que en la carga se producen reacciones químicas, aunque se disponga de dos celdas idénticas, la velocidad de las reacciones no suele ser la misma, por lo que, en caso de tener una agrupación en serie, algunas celdas pueden cargarse más rápidas que otras.

Si se realiza una carga de celdas agrupadas en serie, donde la tensión entregada es la suma del voltaje de cada celda, se puede dar el caso de que algunas celdas se carguen antes, por lo que, si siguiera la carga a intensidad constante podría provocar que en una de ellas se produzca una sobretensión.

Por tanto, se requerirá de sistema que monitoree las tensiones y las temperaturas de cada celda e interrumpa la carga o la descarga antes de superar los valores admisibles, también deberá equilibrar las cargas de las celdas durante la recarga. El circuito empleado para esta tarea se denomina Battery Management System o BMS.

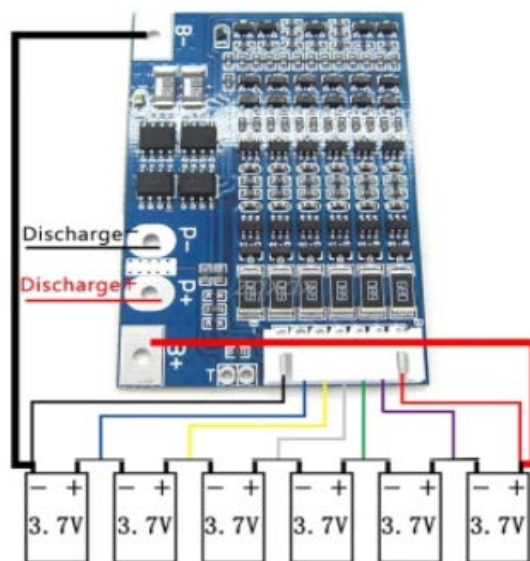


Figura 3-4 Battery management System (BMS)

Mediante la monitorización de las tensiones y de la intensidad, el BMS también es capaz de determinar el estado de carga de la batería (SoC)*, algunos BMS más sofisticados también son capaces de determinar el estado de salud (SoH)* de la batería, teniendo en cuenta el envejecimiento de la celda, siendo la capacidad el principal indicador.

Se presenta a continuación el diagrama de flujo de la carga.

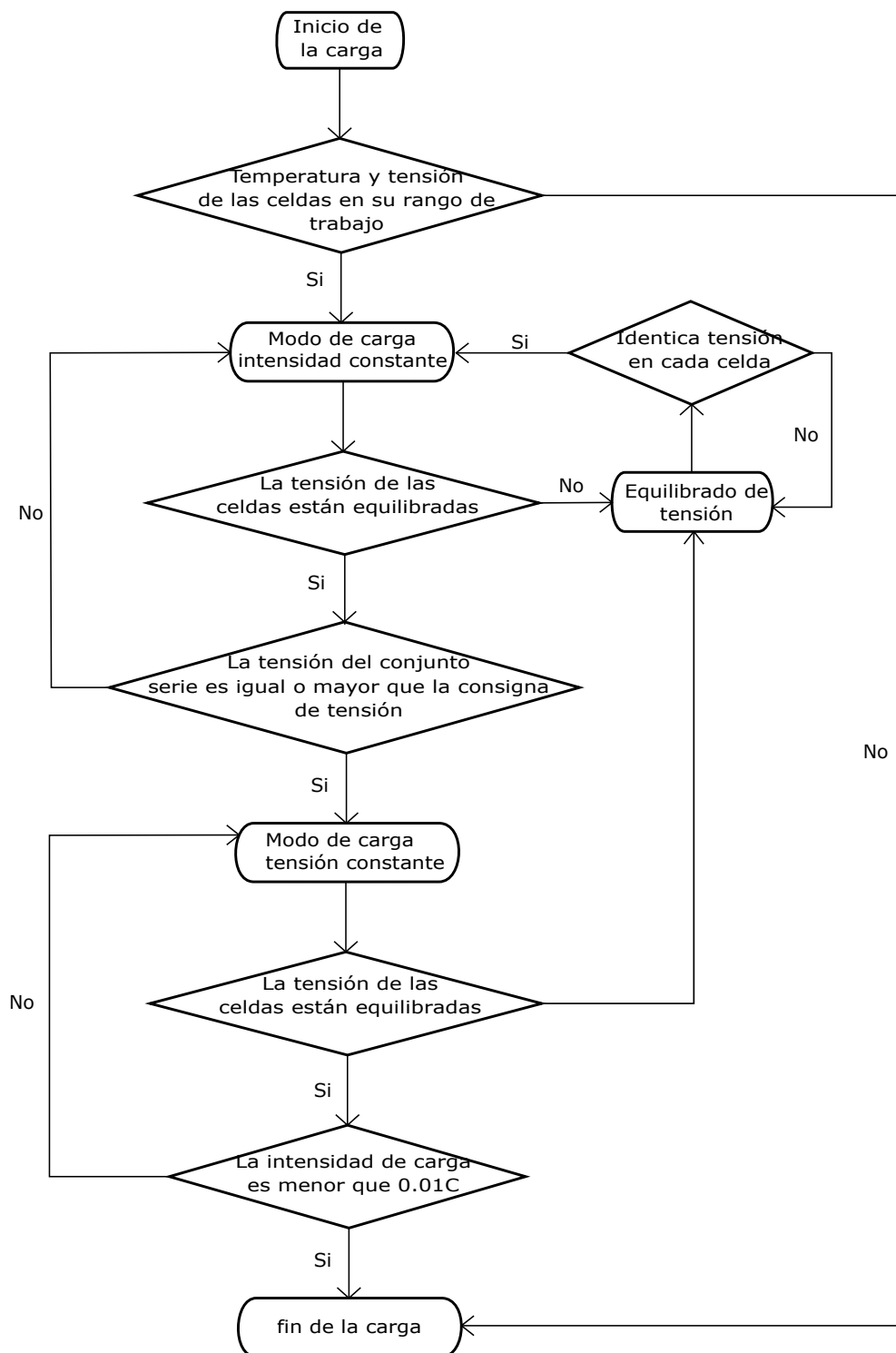


Figura 3-5 Diagrama de flujo Carga.

4. TIPOLOGÍA DE CONVERTIDORES

4.1 Introducción

Los convertidores DC-DC son circuitos electrónicos de potencia capaces de cambiar los valores de una tensión continua a otra tensión continua de distinto valor.

4.2 Convertidor conmutado básico

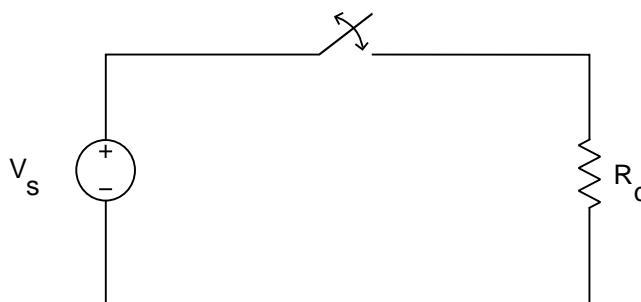


Figura 4-1 Circuito conmutado ideal con carga resistiva pura

Consiste en un circuito compuesto por una fuente continua, un interruptor conmutado y una carga.

Suponiendo ideal el interruptor conmutado, cuando el circuito está cerrado la tensión en la carga es igual a la de fuente y cero cuando está abierto, produciendo una salida de tensión en forma de pulso.

La tensión media de salida vendría dada por la siguiente expresión:

$$v_m = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_s dt = v_s D \quad (4.1)$$

Siendo D el ciclo de trabajo, la relación entre el tiempo de conducción y el periodo de conmutación.

$$D = \frac{t_c}{t_c + t_a} = \frac{t_c}{T} = t_c f \quad (4.2)$$

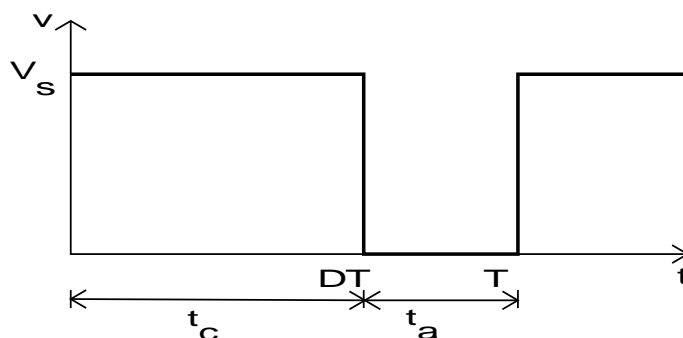


Figura 4-2 Salida de tensión generada por el circuito conmutado ideal con carga resistiva

Donde f es la frecuencia de conmutación en hercios. En este circuito, como se puede deducir a partir de la expresión (4.2) deducir, la tensión de salida no puede ser mayor que la tensión de entrada.

4.3 Convertidor Buck

Es un circuito electrónico que permite reducir los valores de tensión de una entrada en continua. Consta de un circuito similar al anterior descrito, junto a un filtro de paso bajo que permite obtener una salida continua pura, a diferencia del conmutado básico cuya salida es un tren de pulsos.

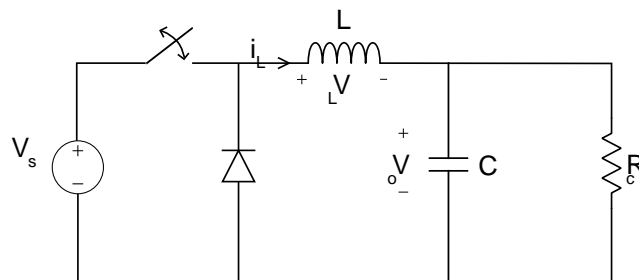


Figura 4-3 Circuito convertidor Buck

Suponiendo un filtro LC ideal, la tensión a la salida es la tensión media a la entrada del filtro. Siendo V_s cuando el interruptor se encuentra cerrado y cero cuando se encuentra abierto.

Para el análisis de la respuesta del convertidor se realizarán las siguientes suposiciones:

- El diodo se encuentra en conducción si el interruptor se encuentra abierto, es decir, la intensidad en la bobina es mayor de cero (Modo continuo).
- Se encuentra en régimen permanente.
- La capacitancia es infinita y no existe rizado en la salida.
- Se establece un periodo de conmutación T , donde durante DT se encontrará cerrado y durante $(1 - D)T$ estará abierto.
- La potencia suministrada por la fuente es la misma que la suministrada a la carga (Ideal).

En régimen permanente

- La tensión media en la bobina es cero.
- La intensidad media en el condensador es cero
- La intensidad en la carga es constante con una componente periódica, oscila sobre un valor.

Análisis con circuito cerrado

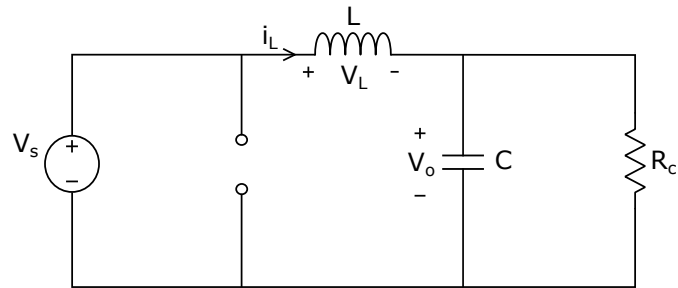


Figura 4-4 Circuito convertidor Buck con interruptor cerrado

Tomando cualquier malla, a tensión en la bobina es:

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{V_s - V_o}{L} = \frac{di_L}{dt}$$

Dado que se supone capacitancia infinita no existe rizado de tensión en la salida y es constante, la derivada también es una constante, por tanto:

$$\Delta i_{LC} = \frac{V_s - V_o}{L} \Delta t = \frac{V_s - V_o}{L} DT \quad (4.3)$$

Análisis del circuito abierto

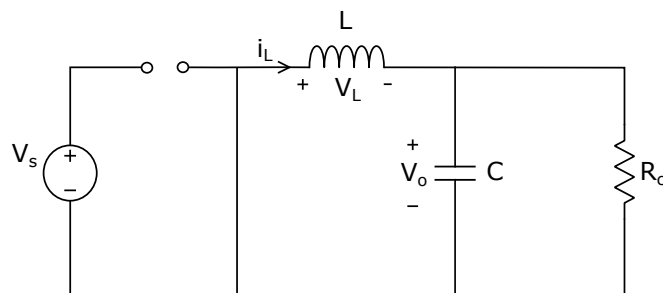


Figura 4-5 Circuito convertidor Buck con interruptor abierto

La tensión en la bobina a circuito abierto es:

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L}$$

Siendo la derivada una constante negativa, por lo que la intensidad disminuirá de forma lineal de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\Delta i_{LA} = \frac{-V_o}{L} \Delta t = \frac{-V_o}{L} (1 - D)T \quad (4.4)$$

En el régimen permanente la intensidad es la misma al principio y al final del ciclo trabajo, por lo que:

$$\Delta i_{LC} + \Delta i_{LA} = 0$$

Sustituyendo a partir de las ecuaciones (4.3) y (4.4):

$$\frac{-V_o}{L}(1-D)T + \frac{V_s - V_o}{L}DT = 0$$

Despejando se obtiene la expresión (4.1):

$$V_o = V_s D \quad (4.1)$$

La tensión de salida solo depende de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo,

Suponiendo que la corriente media en el condensador es cero, es correcto asumir que:

$$i_L = i_R = \frac{V_o}{R}$$

Como la variación de la corriente de la bobina puede hallarse a partir de las expresiones (4.3) y (4.4), los valores máximos y mínimos de intensidad se calculan sumando y restando, respectivamente, la variación de corriente a la intensidad media que circula por la bobina:

$$I_{Lmax} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2L}(1-D)T = v_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (4.5)$$

$$I_{Lmin} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2L}(1-D)T = v_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (4.6)$$

Faltaría comprobar que I_{Lmin} sea mayor que cero, para cerciorarse que el sistema se encuentra trabajando en modo continuo.

$$I_{Lmin} = v_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) = 0 \quad \rightarrow \quad L_{min} = \frac{R(1-D)}{2f} \quad (4.7)$$

Siendo L_{min} la inductancia mínima necesaria para asegurar que la corriente en la bobina es permanente.

Rizado de la tensión.

En la práctica es imposible mantener la tensión de la salida perfectamente constante, debido a la existencia de una capacitancia finita, que produce una variación periódica en la salida de la tensión.

$$i_c = i_L - i_R$$

Cuando la corriente sea positiva el condensador se cargará, adquiriendo una variación de carga, de acuerdo con la capacidad de un condensador:

$$Q = CV$$

$$\Delta Q = C\Delta V$$

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C}$$

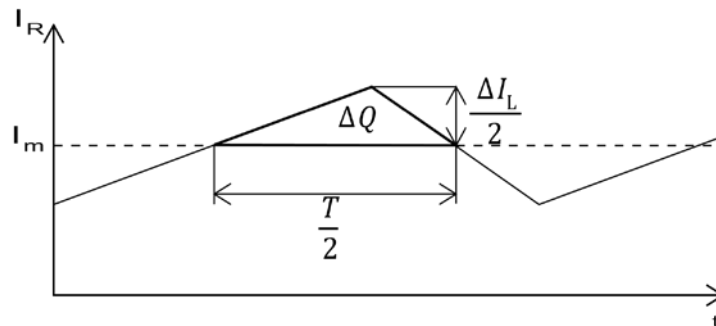


Figura 4-6 Variación de intensidad en el condensador

La variación de la carga del condensador es el área del triángulo donde los valores son positivos

$$\left. \begin{aligned} \Delta Q &= \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{T \Delta I_L}{8} \\ \Delta i_L &= \frac{-V_o}{L} (1 - D) T \end{aligned} \right\} \Delta V = \frac{V_o (1 - D)}{8LCf^2}$$

Despejando se obtiene el rizado por unidad:

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} \quad (4.8)$$

4.4 Convertidor boost

Consiste en otro circuito conmutado que permite variar los valores de una tensión continua de entrada a un nivel mayor.

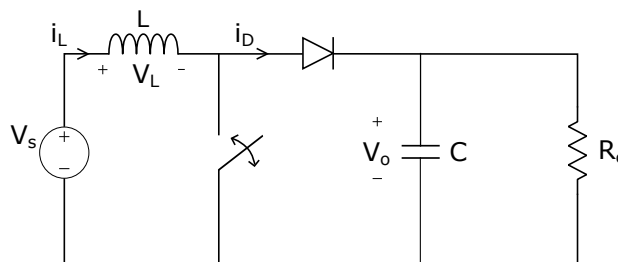


Figura 4-7 Circuito convertidor Boost

Para el análisis del circuito se realizarán las siguientes consideraciones:

- Opera en régimen permanente
- Funciona con un ciclo de trabajo, donde durante un tiempo DT se encuentra cerrado y otro tiempo $(1 - D)T$ abierto.
- La corriente en la bobina es mayor que cero (Modo continuo).
- Capacitancia infinita por lo que no existe rizado y la tensión a la salida se mantiene constante.
- Componentes ideales.

Análisis con el interruptor cerrado

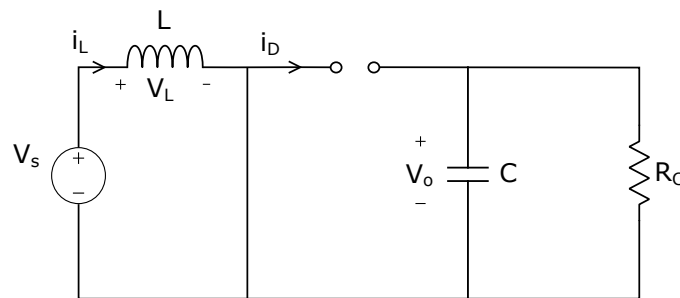


Figura 4-8 Circuito convertidor Boost con interruptor cerrado

Cuando el interruptor está cerrado el diodo está polarizado en inversa y no permite el paso de la corriente. La tensión en la bobina es, por tanto, igual a la de la fuente:

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{V_s}{L} = \frac{di_L}{dt}$$

La derivada de la corriente es una constante, por lo que la intensidad aumentará de forma lineal cuando el interruptor se encuentre cerrado:

$$\Delta i_{LC} = \frac{V_s DT}{L} \quad (4.9)$$

Análisis con el interruptor abierto

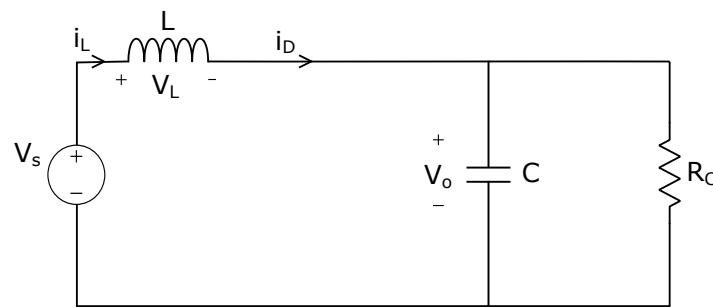


Figura 4-9 Circuito convertidor Boost con interruptor abierto

Cuando el interruptor se abre, la bobina se opone a un cambio a la variación en la corriente, la cual circula ahora por el diodo que se ha polarizado en directa permitiéndole el paso. Suponiendo una salida de tensión constante, se obtiene:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_S - V_o \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_o}{L}$$

Al igual que estando cerrado la derivada es constante, variando linealmente, siendo por tanto la variación de corriente:

$$\Delta i_{LA} = \frac{V_S - V_o}{L} \Delta t = \frac{V_S - V_o}{L} (1 - D)T \quad (4.10)$$

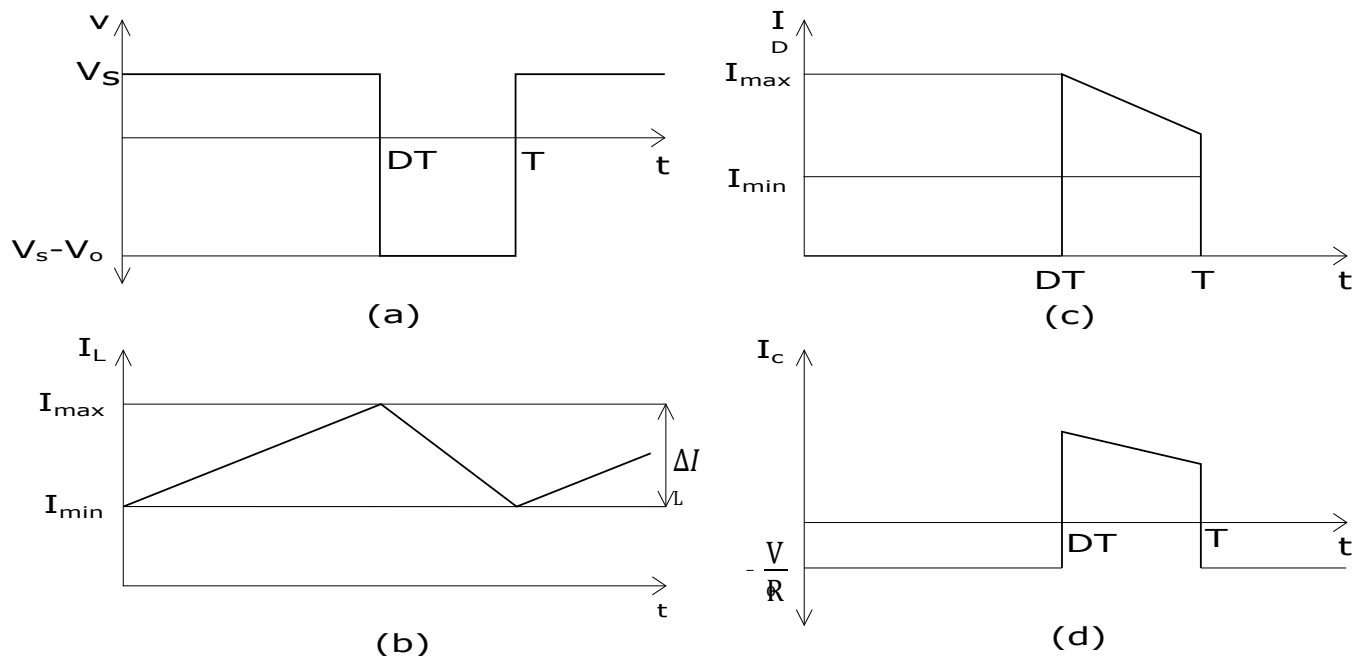


Figura 4-10 (a) tensión de la bobina, (b) intensidad en la bobina, (c) intensidad en el diodo, (d) intensidad en el condensador.

En régimen permanente la variación total en el ciclo de trabajo debe ser cero, sustituyendo con las expresiones (4.9) y (4.10) se obtiene:

$$\Delta i_{LC} + \Delta i_{LA} = 0$$

$$\frac{V_S - V_o}{L} (1 - D)T + \frac{V_S}{L} DT = 0$$

Despejando V_o ,

$$V_o = \frac{V_S}{1-D} \quad (4.11)$$

Como conclusión, se puede saber qué si D es cero, es decir, el interruptor siempre está abierto, la tensión de salida sería la de la fuente, por tanto, con este circuito no es posible obtener una tensión inferior a la de la fuente.

Cuando D aumenta, la tensión de salida también aumenta, pero no de forma lineal sino de forma exponencial, siendo la salida infinita cuando se acerque a la unidad, las componentes reales del circuito van a producir que dicha salida sea finita.

Suponiendo un circuito ideal, la potencia de entrada es la misma que la de salida

$$V_S I_L = \frac{V_o^2}{R} = \frac{V_S^2}{R(1-D)^2}$$

$$I_L = \frac{V_S}{R(1-D)^2}$$

Por último, faltaría comprobar si se está trabajando en modo continuo, es decir, la intensidad de la bobina siempre es positiva, por tanto:

$$I_{Lmin} = \frac{V_S}{R(1-D)^2} - \frac{V_S DT}{2L} = 0$$

Reordenando y despejando:

$$L_{min} = \frac{RD(1-D)^2}{2f} \quad (4.12)$$

Rizado de tensión de salida

Al igual que en el caso anterior, debido a una capacitancia finita, aparece una pequeña fluctuación, la cual se puede hallar de la siguiente forma:

$$C \frac{dV_o}{dt} = i_C = \frac{V_o}{R}$$

Dada que la derivada es constante se puede suponer:

$$C \frac{\Delta V_0}{\Delta t} = \frac{V_0}{R}$$

Despejando, se obtiene la expresión del rizado de la tensión:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{RCf} \quad (4.13)$$

4.5 Convertidor Buck-boost

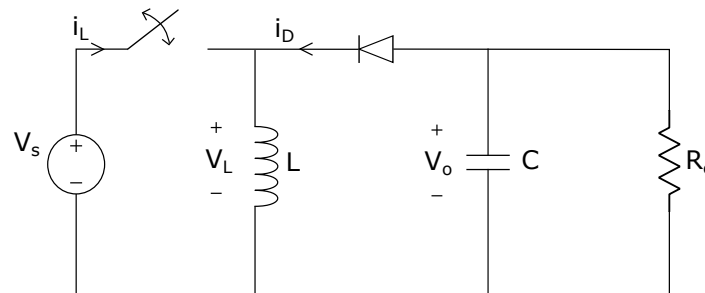


Figura 4-11 Circuito convertidor Buck-Boost

Para el cálculo del circuito, se realizarán las siguientes suposiciones:

- Se encuentra en régimen permanente.
- La intensidad en la bobina es permanente.
- La capacitancia de salida es infinita, por lo que no existe rizado a la salida.
- Se establece un ciclo de trabajo T donde el interruptor se encontrará cerrado un tiempo DT y el resto del tiempo, $(1 - D)T$ estará abierto.
- Los componentes son ideales.

Análisis con el interruptor cerrado

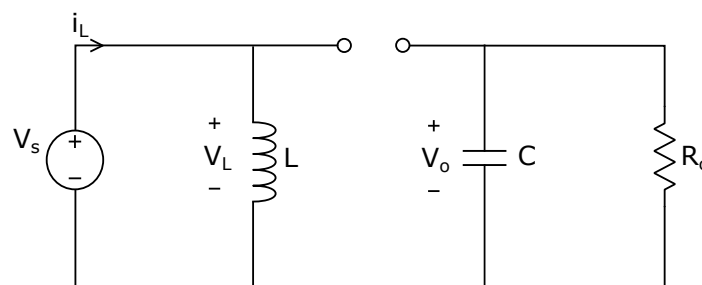


Figura 4-12 Circuito convertidor Buck-Boost con interruptor cerrado

Cuando el interruptor se encuentra cerrado, el diodo se polariza en inversa, impidiendo el paso de la corriente, por lo que la tensión en la bobina sería:

$$V_L = V_S = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_S}{L}$$

Dado que la derivada es una constante, la variación de la intensidad será lineal, por tanto:

$$\Delta i_{LC} = \frac{V_S \Delta t}{L} = \frac{V_S D T}{L} \quad (4.9)$$

Cuya expresión coincide con la variación de intensidad del circuito Boost en circuito cerrado.

Análisis con el interruptor abierto

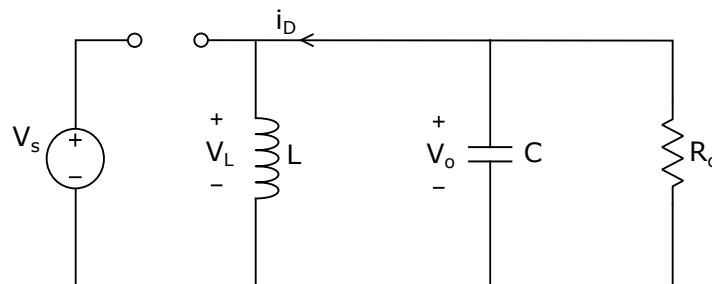


Figura 4-13 Circuito convertidor Buck-Boost con interruptor abierto

Cuando el interruptor se encuentra abierto, el diodo se polariza en directa, permitiendo el paso de la corriente, por tanto, la tensión de la bobina será.

$$V_L = V_o = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L}$$

Siendo la derivada una constante, por lo que:

$$\Delta i_L = \frac{V_o \Delta t}{L} = \frac{V_o (1-D) T}{L} \quad (4.14)$$

Similar a la expresión (4.4) asociada a la variación de intensidad con el interruptor abierto para el convertidor Buck, con la salvedad del cambio de signo.

Cuando se encuentra en régimen permanente, la variación media de la intensidad de la bobina debe ser cero, sustituyendo a partir de las expresiones (4.9) y (4.14):

$$\Delta i_{LC} + \Delta i_{LA} = 0 \rightarrow \frac{V_S D T}{L} + \frac{V_o (1-D) T}{L} = 0$$

Despejando y reordenando, queda:

$$V_o = -\frac{V_S D}{1-D} \quad (4.15)$$

En este caso, la tensión de salida puede ser mayor o menor que la de entrada y el signo negativo indica que la polaridad salida esta invertida con respecto la de la fuente. Si $D = 0,5$, la tensión de salida será la misma que la de entrada; si es mayor la tensión de salida será mayor que la de entrada; y si es menor la salida será menor que la entrada.

Dado que los componentes se han supuesto ideales, la potencia cedida por la fuente tiene que ser la misma que la absorbida por la carga:

$$P_s = P_o = V_s I_s$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} = V_s I_s$$

Se puede relacionar la intensidad de la bobina con la de la carga de la siguiente forma:

$$\left. \begin{aligned} V_s I_s &= V_s I_L D = \frac{V_o^2}{R} \\ I_L &= \frac{V_o^2}{R V_s D} \\ V_o &= -\frac{V_s D}{1-D} \end{aligned} \right\} I_L = \frac{V_s D}{R(1-D)^2}$$

Dada la intensidad en la bobina, se puede hallar la inductancia mínima necesaria para que la intensidad sea permanente, por lo que:

$$\left. \begin{aligned} I_{Lmin} &= I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \\ \Delta i_L &= \frac{V_s D T}{L} \end{aligned} \right\} \frac{V_s D}{R(1-D)^2} - \frac{V_s D T}{2L} = 0$$

Reordenado y despejando,

$$L_{min} = \frac{R(1-D)^2}{2f} \quad (4.15)$$

Rizado en la tensión de salida.

Cuando el interruptor se encuentra cerrado, toda la energía absorbida por la carga es entregada por el condensador, siendo la descarga del condensador:

$$i_c = C \frac{dV_o}{dt} = \frac{V_o}{R} \rightarrow \frac{dV_o}{dt} = \frac{V_o}{RC}$$

Siendo la derivada una constante, por lo que la descarga será lineal

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{V_o}{RC} \rightarrow \Delta V_o = \frac{V_o \Delta t}{RC}$$

Despejando V_o y sustituyendo Δt se obtiene la función del rizado, que corresponde a la misma que la expresión (4.13):

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (4.13)$$

4.6 Convertidor Cuk

En este convertidor conmutado, se obtendrá una salida con polaridad inversa y una magnitud de tensión mayor o menor.

A diferencia de los convertidores anteriores, el traspaso de energía del circuito se producirá a través de un condensador, en vez de en la bobina. La bobina L_1 actuará de filtro en la entrada, eliminando una gran cantidad de armónicos

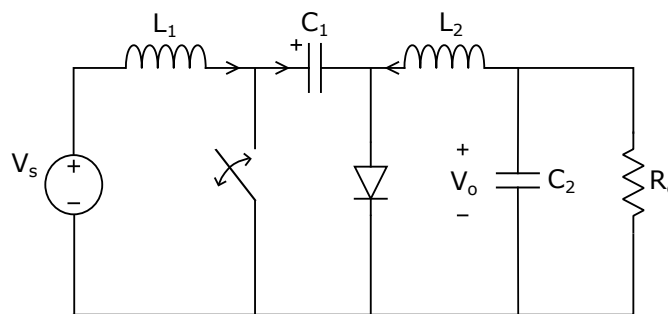


Figura 4-14 Circuito convertidor Cuk

Para el cálculo, se realizarán las siguientes consideraciones:

- Opera en régimen permanente.
- La inductancia es infinita, por lo que la intensidad de las bobinas es constante.
- La capacitancia es infinita, por lo que la tensión en los condensadores es constante.
- El sistema trabaja en ciclos de trabajo T , donde, durante DT el interruptor se encuentra cerrado y el resto del tiempo $(1 - D)T$ se encuentra abierto.
- Los componentes son ideales.

Análisis interruptor cerrado

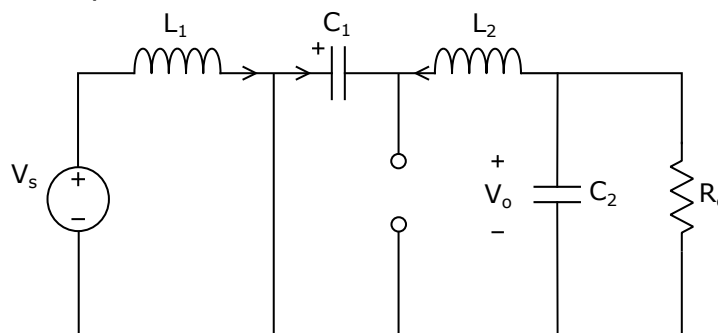


Figura 4-15 Circuito convertidor Cuk con interruptor cerrado

Tomando la malla externa, y dado que las tensiones medias de las bobinas es cero en régimen permanente, la tensión en el condensador C_1 sería:

$$V_{C_1} = V_s - V_o$$

Al estar el diodo polarizado en inversa, impidiendo el paso de corriente, la intensidad en el condensador sería:

$$i_{C_1} = -i_{L_2} \quad (4.16)$$

Analizando el circuito con el interruptor abierto

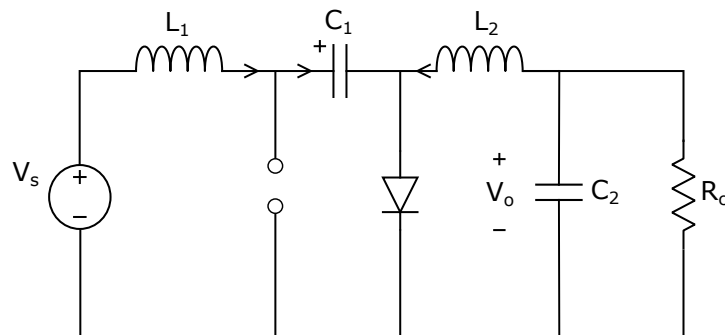


Figura 4-16 Circuito convertidor Cuk con interruptor abierto

Al estar el diodo polarizado en directa, permitiendo el paso de corriente, la intensidad del condensador C_1 sería la misma que la que la que pasa por la bobina L_1 . En régimen permanente la intensidad media de la bobina durante un ciclo de trabajo tiene que ser cero, por tanto:

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1_{\text{cerrado}}} DT + i_{C_1_{\text{abierto}}} (1-D)T &= 0 \\ i_{C_1_{\text{cerrado}}} &= -i_{L_2} \\ i_{C_1_{\text{abierto}}} &= i_{L_1} \end{aligned} \right\} -i_{L_2} DT + i_{L_1} (1-D)T = 0$$

Despejando queda:

$$\frac{i_{L_1}}{i_{L_2}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (4.17)$$

Supuestos los componentes ideales, la potencia absorbida por la carga es la misma que la cedida por la fuente:

$$\left. \begin{aligned} P_S &= P_o \\ V_S i_{L_1} &= -V_o i_{L_2} \end{aligned} \right\} \frac{i_{L_1}}{i_{L_2}} = -\frac{V_o}{V_S}$$

Sustituyendo a partir de la expresión (4.17), la tensión de salida sería la misma que la del convertidor Buck-Boost:

$$V_o = -\frac{V_s D}{(1-D)} \quad (4.15)$$

En el circuito, se puede observar que la composición L_2 , C_2 y R corresponden al de un circuito reductor, por lo que se puede hallar el valor del rizado de la tensión del condensador C_2 mediante la expresión (4.8):

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8L_2 C_2 R f^2}$$

El rizado de la tensión del condensador C_1 se puede hallar a partir de la intensidad que circula por el mismo durante el tiempo que el interruptor permanece cerrado:

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1} &= -i_{L_2} \\ i_{L_2} &= \frac{V_o}{R} \\ |\Delta V_o| &= \frac{|i_{C_1}|DT}{C_1} \end{aligned} \right\} \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC_1 f}$$

Similar a la expresión (4.13) correspondiente al rizado de tensión de un convertidor Boost.

Del mismo modo se calcularán las variaciones de intensidad con la peculiaridad de que, en este caso, se determinarán a partir de las tensiones a las que se encuentran sometidas las bobinas.

Estando el interruptor cerrado la tensión en la bobina L_1 es igual a la de la fuente, por lo que en un tiempo DT , la variación de intensidad será de:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_s DT}{L_1}$$

Cuando el interruptor se encuentra abierto un tiempo $(1-D)T$, la tensión de la bobina L_2 es igual a $-V_o$, de igual forma que el anterior quedaría:

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_o(1-D)T}{L_2}$$

Para que el análisis sea correcto la intensidad que pasa por ambas bobinas debe ser permanente, por lo que:

$$\left. \begin{aligned} i_{L_1} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} &= 0 \\ i_{L_2} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2} &= 0 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \frac{V_o}{R} \frac{D}{1-D} - \frac{V_s D}{2L_1 f} &= 0 \\ \frac{V_o}{R} - \frac{V_o(1-D)}{2L_2 f} &= 0 \end{aligned}$$

Resolviendo y despejando, los valores mínimos de las bobinas serían:

$$L_{1min} = \frac{R(1 - D)^2}{2Df} \quad (4.18)$$

$$L_{2min} = \frac{R(1 - D)}{2f} \quad (4.19)$$

5. DISEÑO DEL CONVERTIDOR CC/CC

Dado el rango de trabajo de tensiones, para los cuales la tensión de la batería es siempre superior a la tensión de la fuente, se seleccionará el convertidor de tipología Boost para el desarrollo del diseño del cargador.

Será de ayuda el análisis de la respuesta del circuito ante una entrada escalón, para el diseño de un sistema de realimentación que permita mantener el valor de salida deseado.

En las bobinas de alta inductancia la resistencia suele tener un valor no despreciable en el cálculo si no se quiere asumir un error muy grande, por tanto, el circuito a estudiar sería el siguiente:

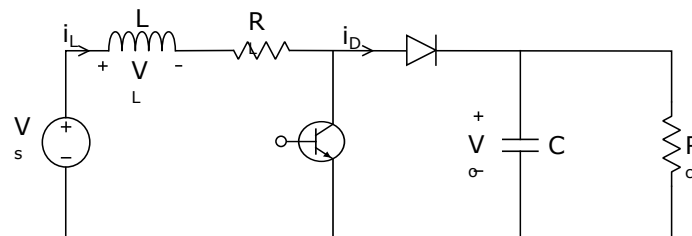


Figura 5-1 Circuito en Simulink del convertidor Boost alimentando una carga resistiva

Cuando el interruptor se encuentra cerrado, la tensión en la bobina y la intensidad que pasa por el condensador son:

$$\left. \begin{aligned} V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_S - i_L R \\ C \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{R} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [V_S - i_L R] \\ \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC} \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$(5.2)$$

En el caso del interruptor abierto:

$$\left. \begin{aligned} V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_S - V_o - i_L R \\ C \frac{dV_o}{dt} = i_c - \frac{V_o}{R} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [V_S - V_o - i_L R] \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_c - \frac{V_o}{R} \right] \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$(5.4)$$

Se puede observar como las expresiones (5.1), (5.3) y (5.2), (5.4) se diferencian entre sí solamente por los términos de tensión e intensidad, respectivamente, del condensador, por lo que pueden unificarse mediante una variable de estado u , la respuesta del sistema quedaría:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} [V_S - uV_o - i r] \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{1}{C} \left[u i_c - \frac{V_o}{R} \right] \end{aligned} \quad (5.5)$$

Donde queda relacionada la variable de estado u con el ciclo de trabajo D de la forma:

$$u = 1 - D \quad (5.6)$$

5.1 Control PID

5.1.1 Aproximación lineal mediante la formulación de espacio de estados.

Para el análisis de la respuesta en frecuencia es necesario conocer la función de la planta en dominio s . Al haber unificado las expresiones en función de la variable de estado s el sistema a analizar ya no es lineal.

Dado que el sistema opera en torno a un punto de trabajo se puede buscar una solución lineal que se aproxime en dichas condiciones, para ello se utilizará el método de los jacobianos.

$$\Delta \dot{x} = \frac{\partial \dot{x}}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial \dot{x}}{\partial u} \Delta u$$

Siendo:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \dot{x}}{\partial x} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \end{bmatrix} \\ \frac{\partial \dot{x}}{\partial u} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_o \\ L \\ i_c \\ C \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Utilizando las expresiones (5.5):

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= \frac{di_c}{dt} \\ f_2 &= \frac{dV_o}{dt} \end{aligned} \right\} \frac{\partial \dot{x}}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_c} & \frac{\partial f_1}{\partial V_o} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_c} & \frac{\partial f_2}{\partial V_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r & -u \\ L & L \\ u & -1 \\ C & RC \end{bmatrix}; \quad \frac{\partial \dot{x}}{\partial u} = \begin{bmatrix} -V_o \\ L \\ i_c \\ C \end{bmatrix}$$

Sustituyendo en la expresión (5.7)

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial i_c}{\partial t} \\ \frac{\partial V_o}{\partial t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r & -u \\ L & L \\ u & -1 \\ C & RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_c \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_o \\ L \\ i_c \\ C \end{bmatrix} u$$

Las ecuaciones lineales de estados del sistema pueden representarse de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + BU(t) \\ Y(t) &= CX(t) + DU(t) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Reordenando con la solución lineal obtenida:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-u}{L} \\ \frac{u}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{-V}{L} \\ \frac{i}{C} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

5.1.2 Análisis en frecuencia

Dado el sistema de ecuaciones lineales de estados del sistema en el dominio del tiempo, se puede realizar el análisis en el dominio de la frecuencia mediante la transformada de Laplace:

$$\left. \begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + BU(t) \\ Y(t) &= CX(t) + DU(t) \end{aligned} \right\} \begin{aligned} s\dot{X}(s) - X(0) &= AX(s) + BU(s) \\ Y(s) &= CX(s) + DU(s) \end{aligned} \quad (5.9)$$

Suponiendo condiciones iniciales nulas, por lo que el valor de $X(0)$ es nulo, se tendría:

$$sX(s) - AX(s) = BU(s) \rightarrow (sI - A)X(s) = BU(s)$$

Multiplicando ambos términos por $(sI - A)^{-1}$ para despejar:

$$X(s) = (sI - A)^{-1} BU(s)$$

Sustituyendo la función $X(s)$ obtenida en la expresión (5.9):

$$Y(s) = C(sI - A)^{-1} BU(s) + DU(s) \rightarrow Y(s) = [C(sI - A)^{-1} B + D]U(s)$$

Siendo $Y(s)$ la matriz de salida y $U(s)$ la de entrada, la función de la planta que relaciona ambas sería:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1} B + D \quad (5.10)$$

Sustituyendo las matrices A, B, C y D obtenidas en la expresión (5.10):

$$G(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-u}{L} \\ \frac{u}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{-V}{L} \\ \frac{i}{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Por un lado, se resuelve la matriz inversa:

$$M = s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -r & -u \\ L & L \\ \frac{u}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s + \frac{r}{L} & \frac{u}{L} \\ -\frac{u}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$adj_{(M)}^T = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{u}{L} \\ \frac{u}{C} & s + \frac{r}{L} \end{bmatrix} \left. \vphantom{adj_{(M)}^T} \right\} M^{-1} = \frac{adj_{(M)}^T}{|M|}$$

$$|M| = \left(s + \frac{1}{RC} \right) \left(s + \frac{r}{L} \right) + \frac{u^2}{LC}$$

Sustituyendo en la expresión de la planta:

$$G_{(s)} = \frac{1}{\left(s + \frac{1}{RC} \right) \left(s + \frac{r}{L} \right) + \frac{u^2}{LC}} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{u}{L} \\ \frac{u}{C} & s + \frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -V \\ \frac{L}{C} \\ i \\ \frac{L}{C} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

El sistema de ecuaciones lineales obtenido corresponde a la función de transferencia de $V_{(s)}$ e $I_{(s)}$, dado que para el análisis realizado a continuación se utilizará la tensión, la función de la planta sería:

$$g_{(s)} = \frac{V_{(s)}}{U_{(s)}}$$

A partir del sistema de ecuaciones lineales (5.11), la función de transferencia de tensión sería:

$$g_{(s)} = \frac{-\frac{uV}{LC} + \frac{is}{C} + \frac{ir}{LC}}{\left(s + \frac{1}{RC} \right) \left(s + \frac{r}{L} \right) + \frac{u^2}{LC}} \quad (5.12)$$

Dada la función de la función de la planta, para el cálculo de los compensadores a utilizar, es conveniente realizar un análisis sobre la estabilidad del sistema en el dominio s ante una respuesta escalón.

El diagrama de bloques de la planta actual:

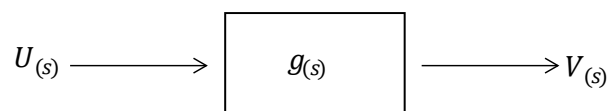


Figura 5-2 Diagrama de bloque de la planta

Es decir, para una entrada $U_{(s)}$ se obtendría una salida $V_{(s)}$, siendo $U_{(s)}$ el ciclo de trabajo, idealmente la salida debe ser:

$$V_o = \frac{V_s}{1 - u}$$

Pero para hallar esa solución se ha despreciado las caídas de tensión internas del circuito, por lo que en la salida de la planta se tendrá un error estacionario asociado a esas caídas de tensión, por tanto, la tensión $V_{(s)}$ será:

$$V_{(s)} = \frac{V_s}{1-u} - e_{(s)}$$

Siendo $V_{(s)}$ el valor de tensión deseado, por lo que será necesario un sistema de realimentación que compense ese error estacionario para que a la salida se obtenga un valor de consigna V^* , además, se puede observar en la función de transferencia de la planta obtenida que es un sistema de segundo orden, en el que el valor de salida realizara una serie de oscilaciones antes de estabilizarse.

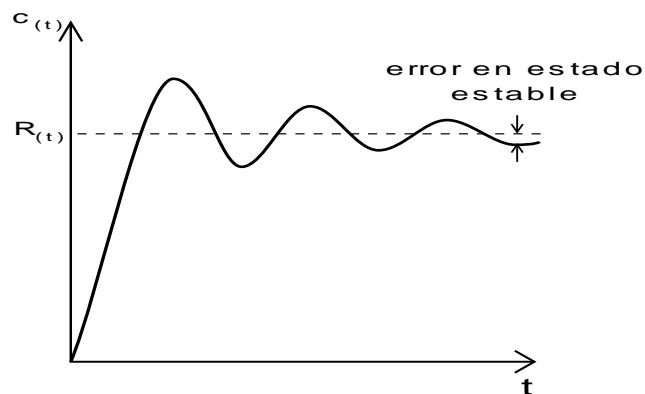


Figura 5-3 Respuesta escalón sistema de segundo orden

Por lo que, será necesario un sistema de realimentación que compense ese error estacionario y ayude a amortiguar las oscilaciones para que el valor del sobreimpulso no alcance un valor demasiado elevado y el transitorio dure el menor tiempo posible.

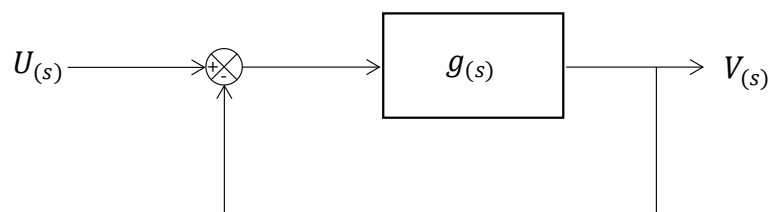


Figura 5-4 Diagrama de bloques de la planta con realimentación unitaria

La nueva dinámica del circuito vendría dada por la expresión de la planta en lazo cerrado $g_{(s)LC}$ que pueden relacionarse con nuestra función en lazo abierto de la siguiente manera:

$$g_{(s)LC} = \frac{g(s)}{1 + g(s)H(s)}$$

Donde $H(s)$ es la función de transferencia de la realimentación, que en el caso descrito será unitaria, por lo que finalmente la función de transferencia en lazo cerrado sería:

$$g_{(s)LC} = \frac{g(s)}{1 + g(s)}$$

5.1.3 Ajuste PID

Como se ha detallado anteriormente, se necesita de un sistema de compensación que permita corregir el error en régimen estacionario, disminuir el sobreimpulso y reducir el transitorio. En este caso se estudiará el lazo de control PID.

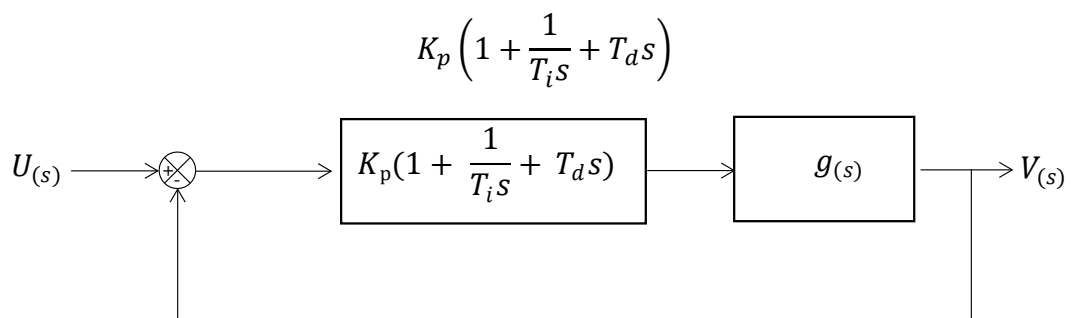


Figura 5-5 Diagrama de bloque lazo de control PID

Se establecerá los valores K_p , T_i y T_s utilizando las reglas para sintonizar los controladores PID sugeridas por Ziegler y Nichols, para los cuales es necesario determinar tanto la ganancia crítica K_{cr} como el periodo crítico.

Siendo la ganancia crítica el valor que debe tener la ganancia K_p para que, cuando $T_i = \infty$, $T_s = 0$, la salida del sistema sea periódica, donde el periodo entre cada oscilación será el periodo crítico P_{cr} .

Se detalla a continuación el diagrama de bloque, así como la función resultante.

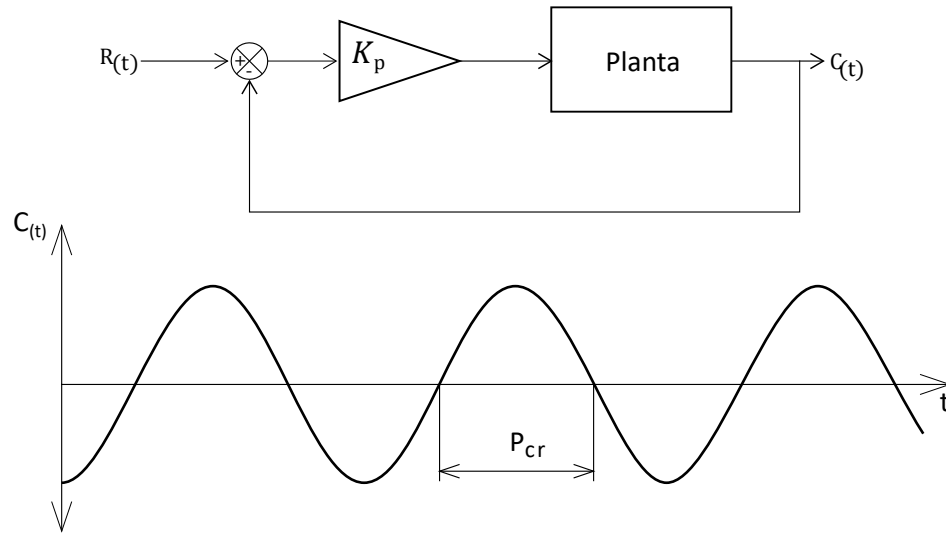


Figura 5-6 Respuesta críticamente estable de la planta a partir de la ganancia crítica.

Una vez obtenido los valores K_{cr} y P_{cr} , a partir de la siguiente tabla puede obtenerse los valores de los compensadores que vayan a ser utilizados:

Tipo de controlador	K_p	τ_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1}{1.2}P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

Tabla 5.1. Obtención de compensadores PID Ziegler Nichols

5.2 Control por lógica difusa

Para el control PID previamente descrito se ha precisado de tener que establecer un análisis en el dominio del tiempo, para ajustar los compensadores que permitan, a partir de un lazo de realimentación, obtener un valor de salida que sea el deseado y con unas oscilaciones admisibles.

Hay sistemas donde realizar este análisis puede resultar una tarea bastante compleja, así como tener resultados válidos solo en un determinado rango de operaciones, e incluso en algunos casos puede resultar imposible realizar dicho análisis.

En estos casos es más fácil recurrir a la lógica difusa, en este tipo de lógica los estados no están nítidamente definidos, a diferencia del caso de la lógica clásica, sino que se establece un grado de

correspondencia y no valores exactos, un ejemplo podría ser, una salida según lógica clásica podría ser 1 o 0, en lógica difusa los valores pueden indicar valores intermedios, incluyendo 1 y 0.

Sí, por ejemplo, se tuviera un vaso y se quisiera saber cuánto vacío está:

- Según la lógica clásica, el vaso tendrá una altura h y un diámetro D , por lo que se podría determinar el volumen de líquido necesario para considerar el vaso lleno.
- Según la lógica borrosa, puede asociarse una escala a un estado. p. ej. Un vaso puede encontrarse en una escala del 1-10 “vacío”, “medio lleno” o “lleno”. Aunque se han definido tres estados, también pueden definirse otro número n de estados. En este caso, no se sabe con exactitud el volumen necesario de agua para considerar el vaso lleno, pero si se puede estimar en una escala cuanto le queda para llenarse.

Se puede observar de este método de control que las acciones de los actuadores son más “intuitivas” o siguen el “sentido común”, por tanto, para definir dichas acciones es necesario tener un conocimiento previo del sistema a controlar, así como asociar las variables a una función que permita interpretarlas, la cual se designan como funciones de membresía o pertenencia.

También se requiere de unas reglas que, a partir de los datos de entrada, permitan tomar unas decisiones o llevar a cabo algunas acciones.

5.2.1 Funciones de membresía

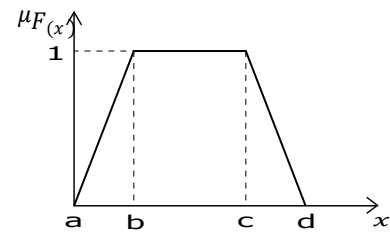
Sea X una colección de objetos donde $x \in X$, un set difuso F en X queda relacionado mediante la función de pertenencia $\mu_{F(x)}$:

$$F = \{(x, \mu_{F(x)}) \mid x \in X\}$$

Donde a cada valor de x perteneciente al conjunto de X se le asocia un grado de pertenencia $\mu_{F(x)}$, que corresponde al grado en el cual el valor de x tiene el atributo F .

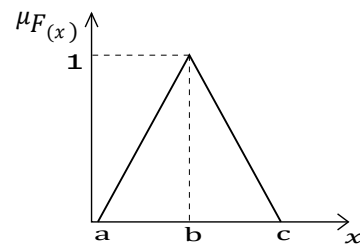
A continuación, se nombrarán las funciones de pertenencias que serán empleadas.

- Trapezoidal



$$F = \{(x, \mu_{F(x)}) \mid x \in X\}, \text{ donde } \mu_{F(x;a,b,c,d)} = \begin{cases} 0 & \text{si } x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ 1 & \text{si } b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } d \leq x \end{cases}$$

- Triangular



$$F = \{(x, \mu_{F(x)}) \mid x \in X\}, \text{ donde } \mu_{F(x;a,b,c,d)} = \begin{cases} 0 & \text{si } x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } b \leq x \leq c \\ 0 & \text{si } c \leq x \end{cases}$$

Aunque existen muchos tipos de funciones de pertenencia, solo se nombran estas dos pues son las que resultan de interés para el control que se va a describir.

5.2.2 Reglas borrosas.

Dado una combinación de uno o más conjuntos de entrada borrosos llamados antecedentes o premisas, se pueden asociar con un conjunto borroso de salida llamado consecuente o consecuencia a partir de una serie de reglas, también llamadas reglas borrosas. Son relaciones lógicas de implicación ($A \rightarrow B$)

Son proposiciones que permiten expresar el conocimiento que se dispone sobre la relación entre las entradas y salidas, para expresarlo de forma completa se precisa de varias reglas, que se agruparán formando una base de reglas.

También se puede dotar a cada regla de distintas ponderaciones asociado a un valor entre 0 y 1, según el peso que tenga esa regla en la toma de decisión

5.2.3 Inferencia borrosa

Se entiende como la interpretación de las reglas de implicación ($A \rightarrow B$) con el fin de obtener unas conclusiones, conjuntos borrosos de salidas, a partir de unos antecedentes, conjuntos borrosos de entrada.

El método de inferencia a emplear será el propuesto por Mamdani, el cual consta de siguientes pasos:

- Cálculo del mínimo, para las reglas de implicación AND, o del máximo, para las reglas de implicación OR, entre los grados de pertenencia de los conjuntos borroso de entrada de cada regla.

$$\text{Operador AND} \quad \mu^*_{C_i(x)} = \text{Min}(\mu_{A_i(x)}, \mu_{B_i(y)})$$

$$\text{Operador OR:} \quad \mu^*_{C_i(x)} = \text{Max}(\mu_{A_i(x)}, \mu_{B_i(y)})$$

- Activación de los distintos conjuntos borrosos de salida y sus grados de pertenencia correspondientes, a partir de la base de reglas y el operador generalizado de la intersección, o T-norma,

$$C_i = \text{Min}(\mu_{C_i(x)}, \mu^*_{C_i(x)})$$

- Agregación de los distintos conjuntos borrosos de salida a partir del operador generalizado de la unión, o S-norma:

$$C = \text{Max}(C_1, C_2, \dots, C_i)$$

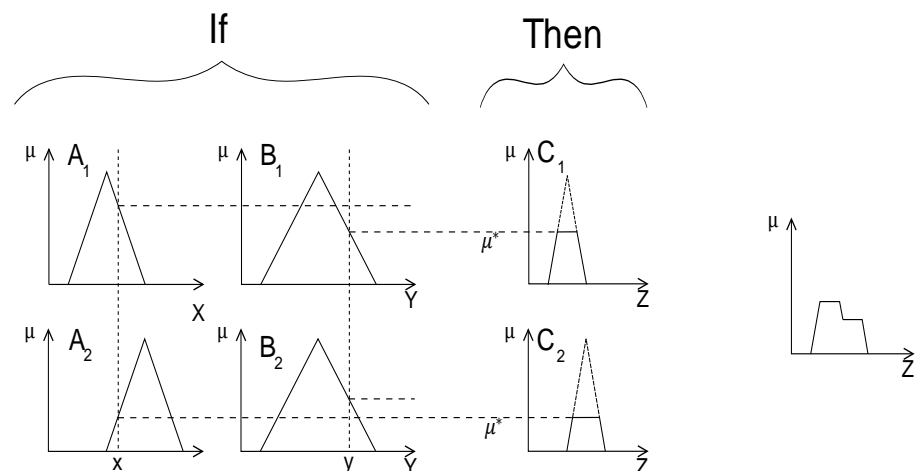


Figura 5-7 Inferencia borrosa con dos entradas y una salida

5.2.4 Controlador difuso.

Un controlador difuso consta de las siguientes partes:

- Fuzzificador, donde se toma un valor duro de entrada y mediante funciones de pertenencias se asocia a estados borrosos.
- Una base de reglas, establecida a partir de experiencias pasadas o de un análisis numérico, y que se expresa como una colección de relaciones lógicas de implicación.
- Motor de inferencia, proporciona una salida difusa a partir de los conjuntos borrosos de entrada y la base de reglas.
- Desfuzzificador, convierte la salida difusa en un valor real.

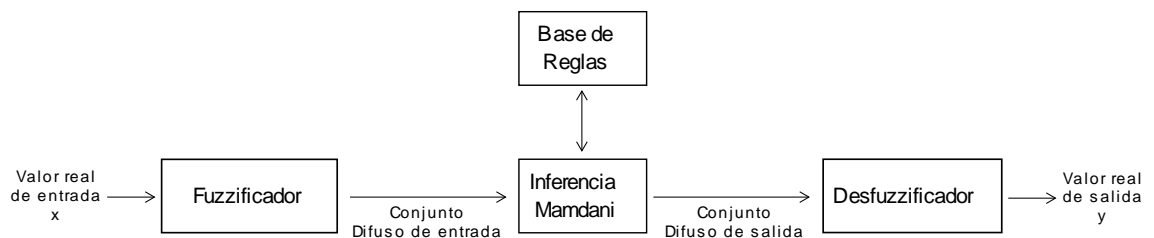


Figura 5-8 Motor de inferencia

El modelo propuesto por Mamdani y Assilian utiliza el error $e_{(k)}$ y la tasa del cambio de este $\Delta e_{(k)}$ para producir un cambio en la salida del controlador, siendo:

$$\begin{aligned}
 e_{(k)} &= w_{(k)} - y_{(k)} \\
 \Delta e_{(k)} &= e_{(k)} - e_{(k-1)} \\
 u_{(k)} &= F_{(e_{(k)}, \Delta e_{(k)})}
 \end{aligned}$$

Siendo el error un número real, por lo que habrá que traducirlos a conjuntos borrosos, para ello se utilizarán la función de pertenencia triangular para caracterizar los valores de entrada y salida, declarando variables lingüísticas asociadas a una función de pertenencia $\mu_{A_i(x)}$ de la forma:

$$A_i = \{(x_i, \mu_{A_i(x)}) \mid x_i \in X\}$$

Para el control Mamdani, por norma general, se establecen un número impar de variables lingüísticas, con el fin de que esté declarada una zona de cero y de forma simétrica los estados positivo y negativo, a continuación, se muestra una figura de un ejemplo con 3 variables lingüísticas.

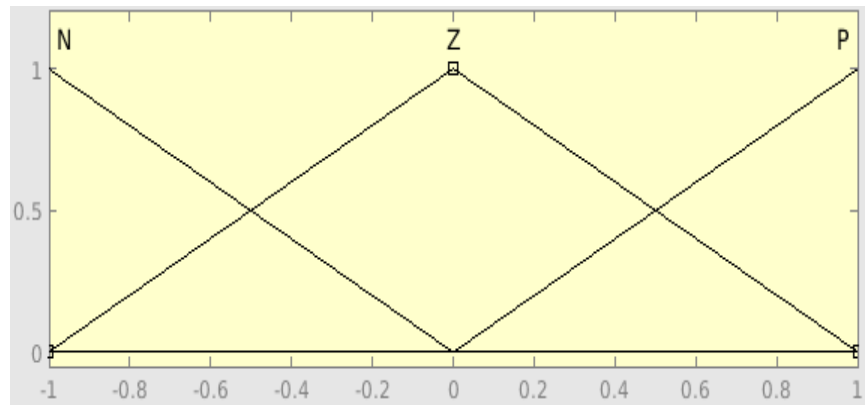


Figura 5-9 Función de pertenencia con 3 variables lingüísticas

Donde las variables lingüísticas son:

- N: “Negativo”, conjunto donde el valor de la entrada es menor que cero.
- Z: “Zona de cero”, conjunto donde el valor de la entrada está comprendido en un intervalo de $[-1\ 1]$.
- P: “Positivo”, conjunto para $e_{(k)} \geq 0$, conjunto donde los valores de entrada de x son mayores que cero.

Dadas unas variables de entrada, se tomarán unas decisiones de salida, a partir de las mismas y de una base de reglas, dando como resultado un valor de salida u asociado a conjunto difuso $\mu_{A(u)}$.

Finalmente será necesario obtener un valor real para el conjunto difuso de salida dadas por las reglas, para ello se utilizará el método del centroide.

$$\text{Centroide} = \frac{\int f(x)xdx}{\int f(x)dx}$$

6. MODELADO CARGADOR BATERÍAS DE LITIO

Se pretende realizar el modelo en Simulink del programa Matlab de un sistema capaz de controlar unos valores de tensión e intensidad; a partir de una red de tensión de 230V de tensión eficaz y 50Hz, que modelaría la tensión monofásica de la red española; para realizar la carga de una batería de Li-ion con una tensión nominal de 410V a una intensidad de 8A.

Para ello se convertirá la tensión alterna de la red en tensión continua mediante un puente rectificador, y un convertido boost controlado mediante un sistema de realimentación permitirá elevar la tensión dentro de un rango controlado para obtener la intensidad deseada.

Se analizará el comportamiento del sistema con ambos sistemas de control suponiendo que alimenta una carga resistiva, para elegir el control óptimo.

Se describirá los distintos modos de carga de una batería, así como se realizará los lazos de realimentación tanto de tensión como intensidad y se programará un script en Matlab que permita establecer en qué modo de control se encuentra el dispositivo

6.1 Puente rectificador.

El puente rectificador convertirá la corriente alterna en continua, el cual emplea una configuración de diodos, los cuales permiten el paso de la corriente durante el periodo positivo e invierta la polaridad durante el periodo negativa, junto a un condensador en la salida que mantenga la tensión constante.

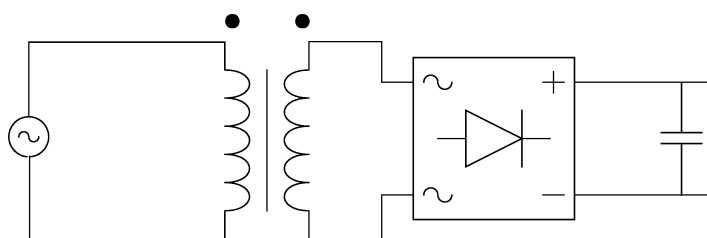


Figura 6-1 Puente rectificador de tensión

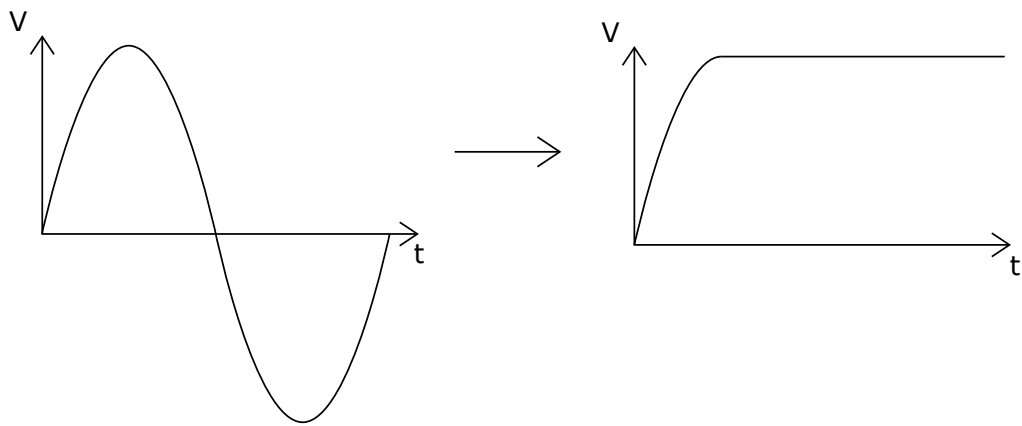


Figura 6-2 Conversión AC-DC

Debido a la capacitancia finita del condensador cuando la tensión a la entrada es menor que la tensión de salida, la intensidad la suministra el condensador, descargándose hasta que la tensión en la entrada vuelve a ser superior.

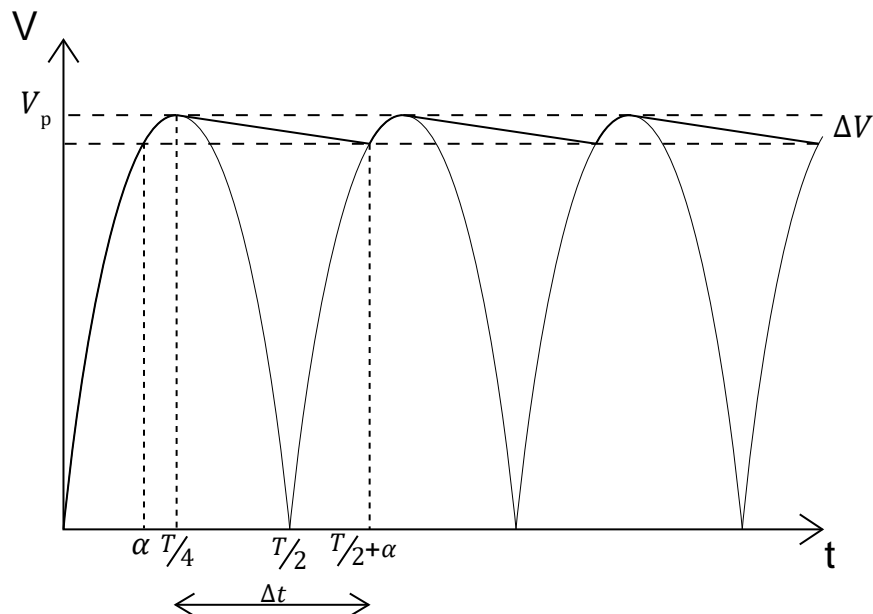


Figura 6-3 Rizado de tensión debido a capacitancia finita

Si se establece un rizado máximo $\Delta V_{(\%)}$, siendo α el tiempo que tarda la función periódica en alcanzar el valor $99\%V_p$.

$$V_p \operatorname{sen}(\alpha\omega) = \frac{100 - \Delta V_{(\%)}}{100} V_p \rightarrow \alpha = \frac{\operatorname{arcsen}\left(\frac{100 - \Delta V_{(\%)}}{100}\right)}{\omega}$$

Conocido el tiempo α y sabiendo el intervalo tiempo de un cuarto de periodo se puede determinar el tiempo t que tardaría el condensador en descargarse $\Delta V_{(\%)}$.

$$\left. \begin{array}{l} \Delta t = \alpha + \frac{T}{4} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{i_c}{C} = k \end{array} \right\} C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta V_c} = \frac{i_c \left(\alpha + \frac{T}{4} \right)}{\frac{V_p \Delta V_{(\%)}}{100}} T/2$$

Donde C es la capacidad mínima para que el rizado sea como máximo de $\Delta V_{(\%)}$.

Para el diseño de nuestro rectificador, se supondrán las siguientes consideraciones:

$$I = 15 \text{ A}; \quad \Delta V_{(\%)} = 1\%; \quad V_p = 320 \text{ V}; \quad \omega = 100\pi \text{ rad/s}$$

$$\left. \begin{array}{l} \alpha = \frac{\arcsen\left(\frac{99}{100}\right)}{100\pi} = 4.55 * 10^{-3} \\ C = \frac{8 \left(\alpha + \frac{1}{4 * 50} \right)}{\frac{320}{100}} \end{array} \right\} C = 45 \text{ mF}$$

Por lo que a la salida del rectificador se dispondrá de un condensador de al menos 45mF para que la salida de tensión no caiga más de un 1% a un régimen de trabajo de 15A.

Se presenta a continuación el modelo usado en Simulink.

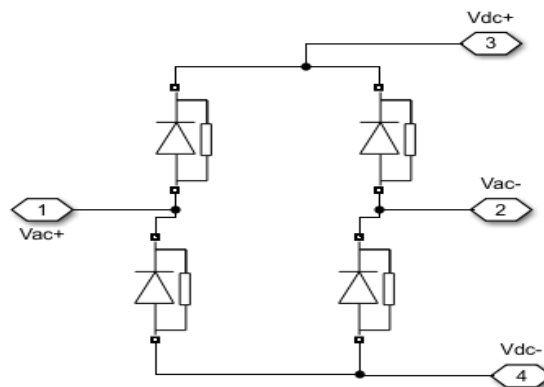


Figura 6-4 Subsistema de Simulink rectificador de tensión

6.2 Convertidor DC/DC.

Este dispositivo elevará la tensión a la salida del rectificador a un valor de tensión que permita obtener los valores de intensidad deseado dentro de un rango de tensiones admisibles.

Se presenta a continuación el modelo en Simulink, utilizando el bloque Boost-DC de la librería simpowersys

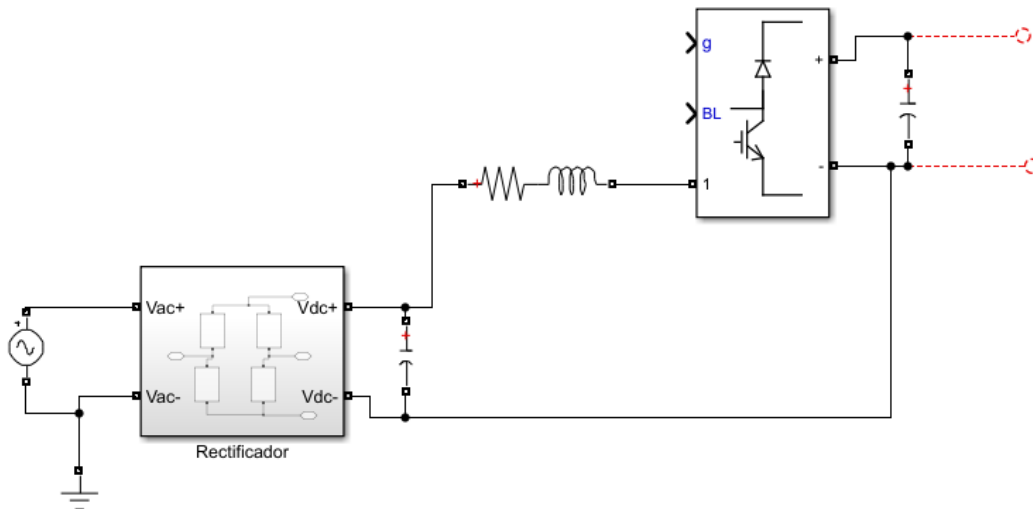


Figura 6-5 Modelo Simulink convertidor Boost

En régimen permanente, se ha observado que el circuito opera en un punto de equilibrio manteniendo unas variaciones lineales. Hay que asegurarse que esas variaciones no superen unos márgenes, para ello será necesario el dimensionamiento de la bobina y el condensador.

De acuerdo con la expresión (4.12) descrita en el capítulo 4, el valor de la inductancia mínima de nuestra bobina para que el sistema trabaje en modo continuo debe ser:

$$L_{min} = \frac{RD(1-D)^2}{2f} \quad (4.12)$$

Donde R y D en el modelo corresponde a:

$$R = \frac{V_D}{I_D}; \quad D = 1 - \frac{V_s}{V_D}$$

Siendo la tensión y la intensidad de diseño 410V y 12A a la salida y 320 V la tensión de entrada.

$$\left. \begin{array}{l} R = \frac{410}{12} \\ D = 1 - \frac{320}{410} \end{array} \right\} L = \frac{RD(1-D)^2}{2f} = 91.4 \mu H$$

La inductancia obtenida es el valor mínimo para que el sistema trabaje en modo continuo, no obstante, también es necesario establecer el valor mínimo de la inductancia para que el rizado en la intensidad de salida este dentro de unos valores admisibles.

Mientras el interruptor se encuentra cerrado, la intensidad de la bobina crece de la forma:

$$\Delta i_L = \frac{V_s D}{L f}$$

Suponiendo un rizado máximo en la bobina de un 1%, quedaría:

$$\left. \begin{array}{l} L = \frac{V_s D}{\Delta i_L f} \\ \Delta i_L = 0.01 I_D \\ V_s = 320V \end{array} \right\} L = 23.4 \text{ mH}$$

Del mismo modo para el condensador, a partir de la expresión (4.13) del capítulo 4:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{RCf} \quad (4.13)$$

Se establecerá un rizado máximo de un 0.1% en la tensión de salida, por lo que la capacitancia de diseño sería:

$$\left. \begin{array}{l} C = \frac{DV_D}{R\Delta V_D f} \\ R = \frac{410}{12} \\ D = 1 - \frac{320}{410} \\ \Delta V_D = 0.001V_D \end{array} \right\} C = 0.257 \text{ mF}$$

6.3 Lazos de control

Será necesario un sistema de realimentación de control que asegure que la salida sea el valor deseado y la respuesta sea estable.

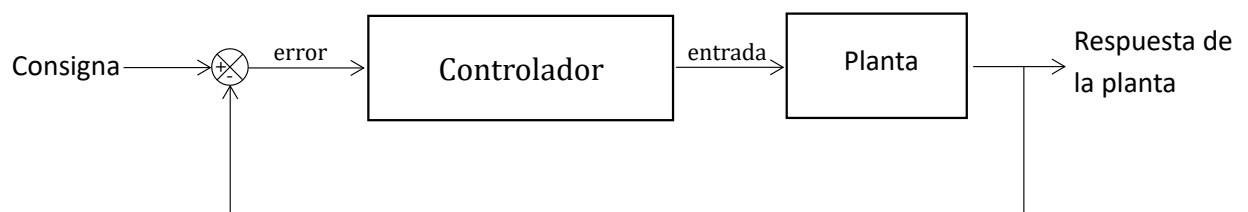


Figura 6-6 Diagrama de bloques realimentación

A continuación, se proponen distintos sistemas de control para la alimentación de una carga resistiva a partir del convertidor CC previamente definido.

Se realizará un análisis de la respuesta del sistema y se seleccionará la tipología de control que más se ajuste a la realización de la carga.

6.3.1 Control PID

Como ya se ha detallado anteriormente, la respuesta del circuito no es lineal, no obstante, se puede aproximar mediante la expresión (5.12) del capítulo 5:

$$g(s) = \frac{-\frac{uV}{LC} + \frac{is}{C} + \frac{ir}{LC}}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)\left(s + \frac{r}{L}\right) + \frac{u^2}{LC}} \quad (5.12)$$

Donde V e i son los puntos de equilibrio que se pueden determinar a partir del ciclo de trabajo u con la expresión (5.6).

$$u = \frac{V_S}{V_D} = 0.78$$

Del sistema de ecuaciones (5.5), el punto de equilibrio se obtiene cuando:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [V_S - uV - ir] = 0 \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} \left[ui_c - \frac{V}{R} \right] = 0 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} V_S - uV - ir = 0 \\ ui - \frac{V}{R} = 0 \end{aligned}$$

Sustituyendo y resolviendo:

$$\begin{aligned} V &= 407,23V \\ i &= 12.73A \end{aligned}$$

Hallados los puntos de equilibrio, se puede determinar la respuesta en frecuencia de la planta a partir de la expresión (5.12):

$$\left. \begin{aligned} V &= 407,23 V \\ i &= 12.73 A \\ r &= 0.17 \text{ Ohms} \\ L &= 30 \text{ mH}; C = 0.56 \text{ mF} \end{aligned} \right\} g(s) = \frac{22732.14s - 1.879 * 10^7}{s^2 + 57.93s + 36510}$$

Con su correspondiente diagrama de bode:

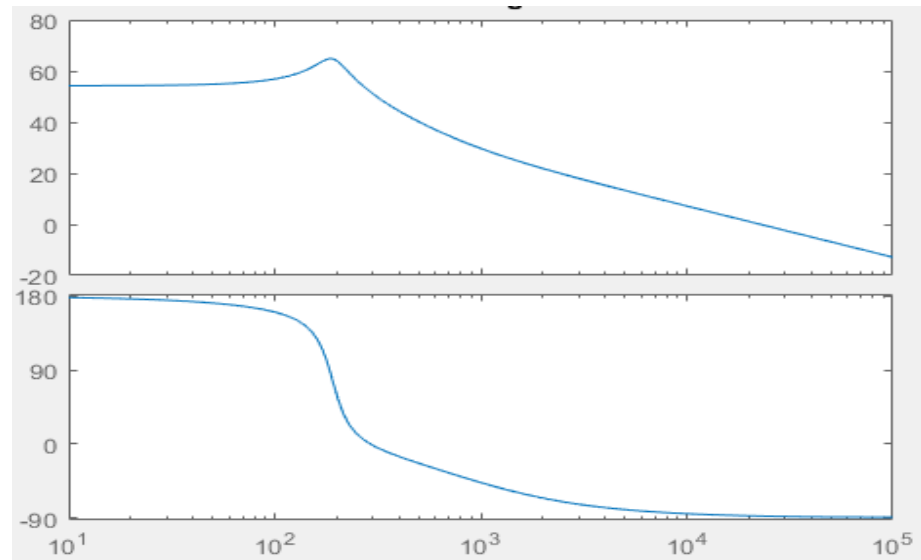


Figura 6-7 Diagrama de bode de modulo y fase de la función linealizada, obtenida mediante Matlab.

Para el ajuste PID se utilizarán las reglas de sintonización propuestas por Ziegler y Nichols donde a partir de la ganancia k_{cr} se pueden determinar los parámetros k_p , T_i y T_D de los compensadores

Se puede determinar k_{cr} introduciendo un control proporcional k_p anulando la acción integral T_i y derivativa T_D , llevando la planta a un régimen críticamente estable, donde la salida obtenida será senoidal.

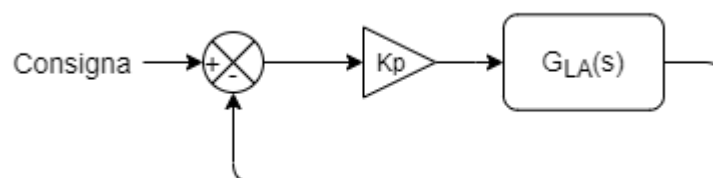


Figura 6-8 sistema de realimentación con ganancia proporcional.

Siendo la función a lazo abierto:

$$G_{LA} = K_p g(s)$$

Dada la función $g(s)$, se puede determinar el valor de la frecuencia para el cual el margen de fase es cero;

$$\arg(g(s)) = \arctg \left[\frac{22732.14w}{-1.879 \cdot 10^7} \right] - \arctg \left[\frac{57.93w}{36510.45 - w^2} \right] = \pi$$

Resolviendo se obtiene:

$$\omega = 290.5 \text{ rad/s}$$

Sustituyendo $s = j\omega$.

$$\left. \begin{array}{l} |g_{(7041.34j)}| = 392.43 \\ |G_{LA}| = K_p |g_{(s)}| = 1 \end{array} \right\} K_p = \frac{1}{|g_{(s)}|} = 2.55 * 10^{-3}$$

Sabiendo la ganancia K_{cr} , que es la ganancia proporcional para el cual el circuito se vuelve inestable, A partir de la tabla (5.1) se hallan los compensadores.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1}{1.2}P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

Por lo que para un control PID quedaría:

$$K_p = 1.53 * 10^{-3}; T_i = 0.01; T_D = 0.0025$$

Siendo el modelo del subsistema Control PID.

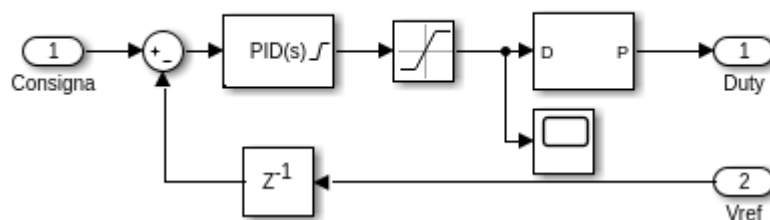


Figura 6-9 Subsistema en Simulink, control PID

A partir de los subsistemas: rectificador, convertidor DC, control PID. Se realizará el modelo en Simulink de un lazo de realimentación de control de tensión de una carga resistiva.

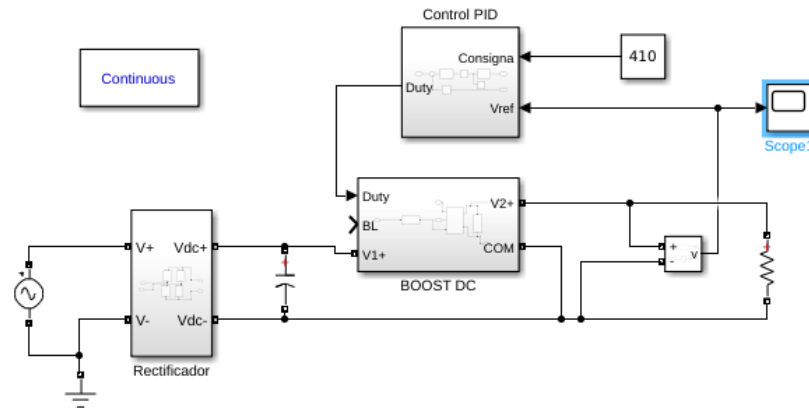


Figura 6-10 Modelo convertidor Boost con realimentación

Dado el carácter no lineal de la planta se observa en Simulink que la salida para estos parámetros es inestable, posiblemente debido al factor f de la conmutación que afecta principalmente al derivativo, pero proporciona un punto de partida.

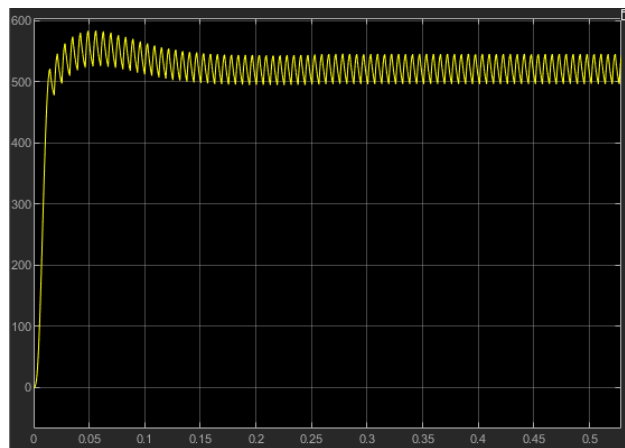


Figura 6-11 Salida PID inestable

También aparecen problemas debido a la no linealidad como el de la saturación del conmutador, produciendo un retardo en la acción integral, para lo que se utilizará el sistema anti Windup, incluido en el bloque PID.

Teniendo en cuenta el periodo de conmutación f se fijará el derivativo y variando la acción integral, se obtienen los siguientes parámetros:

$$K_p = 1.53 * 10^{-3} ; T_i = 0.2 ; T_D = 0.2 * 10^{-5}$$

Modificando los parámetros del PID, para una tensión de consigna $V^* = 410V$, la salida proporcionada es:

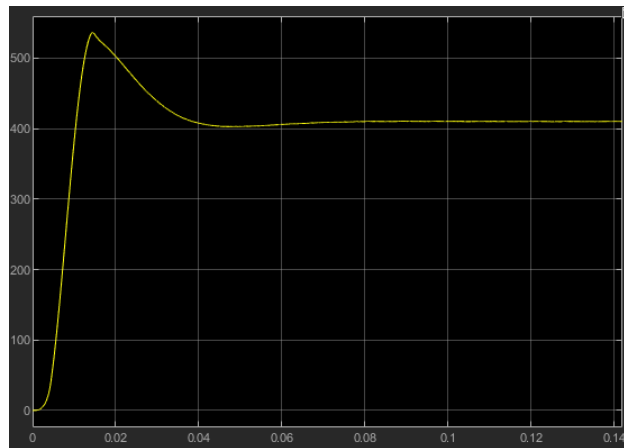


Figura 6-12 Salida PID estable.

6.3.2 Control borroso

Para el diseño del control se utilizarán las librerías Fuzzy Logic Toolbox de Matlab, que se encargará de asociar los valores reales a conjuntos borrosos mediante las funciones de pertenencia de las variables lingüísticas que se enunciarán a continuación, disparar los conjuntos borrosos de salida en base a unas reglas y proporcionará una salida real Δu a partir de las inferencias de Mamdani.

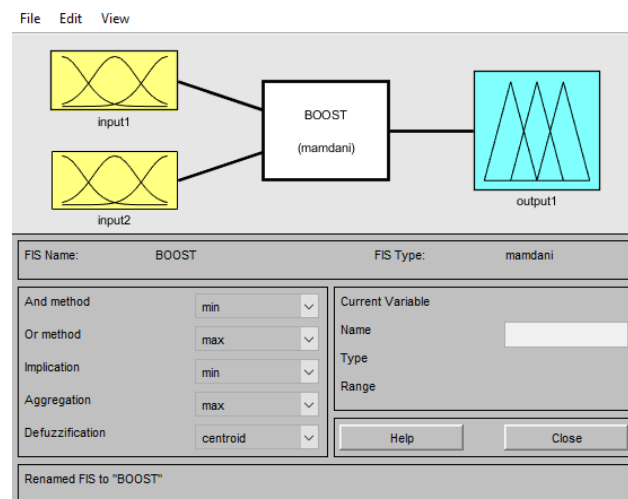


Figura 6-13 Fuzzy Logic Toolbox de Simulink

Primeramente, habrá que establecer las variables lingüísticas de entrada y de salida, que asocien los valores de entrada y salida reales a conjuntos borrosos.

Para las entradas y salidas se establecerán los siguientes conjuntos:

- MN: Si la entrada es muy negativa.

- PN: Si la entrada es poco negativa.
- Z: Zona de cero.
- PP: Si la entrada es poco positiva.
- MP: Si la entrada es muy positiva

Para el modelo propuesto por Mamdani y Assilian se contará como entrada el error y la variación del error, los cuales están relacionados con los conjuntos borrosos mediante la función de pertenencia, por simplificación, triangulares.

Se establecerán distintos los grados de error mediante las siguientes funciones de pertenencia:

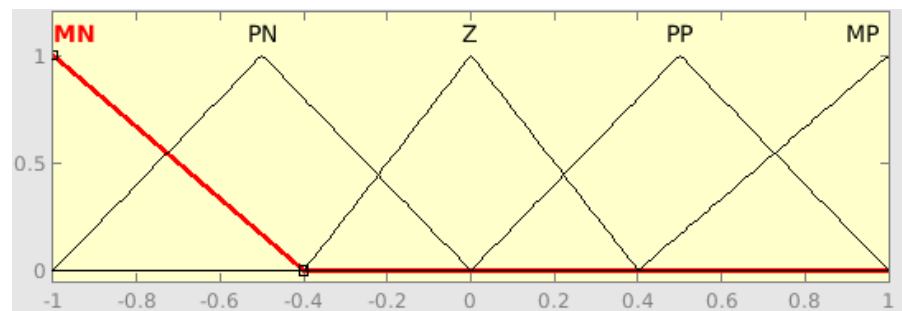


Figura 6-14 Funciones de pertenencia de la entrada e

De la misma forma se procede con la variación del error:

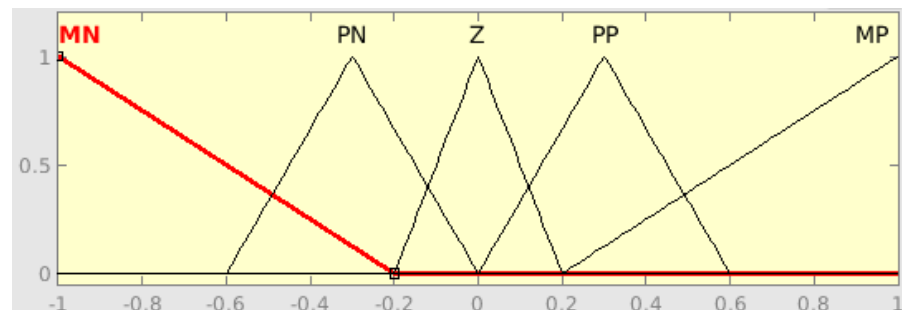


Figura 6-15 Funciones de pertenencia de la entrada de / dt

De igual forma que con las variables de entrada, se puede establecer la función de pertenencia de salida:

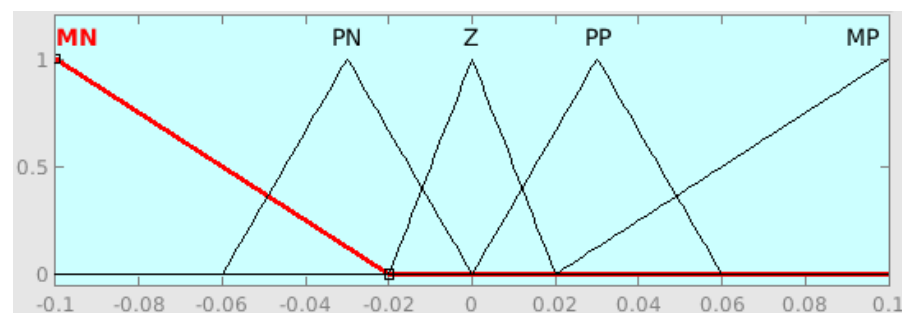


Figura 6-16 Funciones de pertenencia de la salida Δu

A continuación, hay que establecer una base de reglas que decidan en función a los conjuntos borrosos de entrada que conjuntos de salidas son los que se disparan, las reglas usadas serán relaciones lógicas de implicación.

Por facilidad de comprensión y redacción serán mostradas en la siguiente tabla.

Δe	e MN	PN	Z	PP	MP
MN	MN	MN	MN	PN	Z
PN	MN	MN	PN	Z	PP
Z	MN	PN	Z	PP	MP
PN	PN	Z	PP	MP	MP
MP	Z	PP	MP	MP	MP

Tabla 6.1 Base de reglas

Haciendo un total de 25 reglas, Fuzzy Logic Toolbox de Matlab permite plantear estas reglas con relaciones lógicas de implicación de la forma:

If x_1 is A and x_2 is B Then y is C

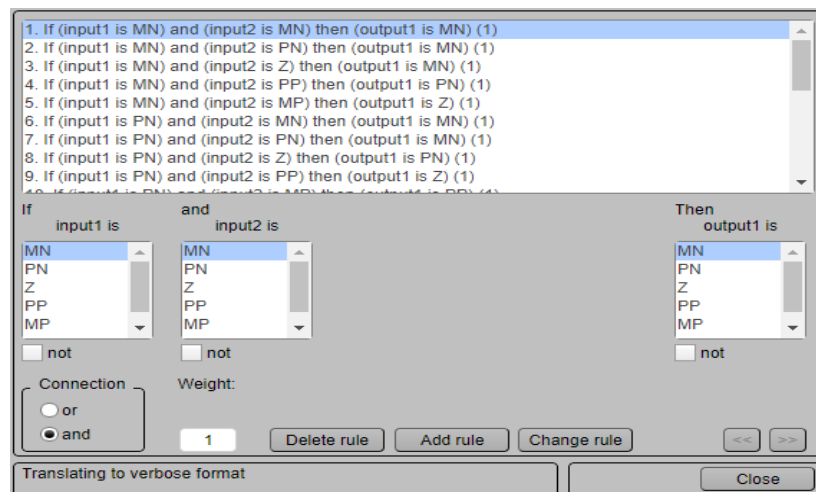


Figura 6-17 Definición base de reglas en Fuzzy Logic Toolbox de Simulink

En base a esas reglas, se activarán los conjuntos borrosos de salida a partir de los de entrada y mediante la inferencia de Mamdani se obtendrá el conjunto borroso de salida con su respectiva función de pertenencia.

No obstante, hay que originar una salida real, por lo que será necesario un desfuzzificador, el cuál a partir del conjunto borroso de salida se obtenga un valor real Δu , el método de Mamdani utiliza el centroide para obtener el valor de salida.

Siendo la salida u .

$$u_k = u_{k-1} + \Delta u_k$$

Realizando el modelo en Simulink se obtiene el siguiente subsistema:

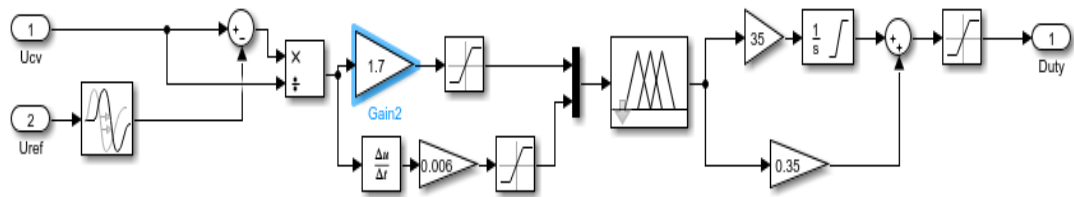


Figura 6-18 Subsistema en Simulink, control FLC

En el mismo caso del PID se controlará la tensión de salida de una carga resistiva. Junto al modelo boost se tendrá:

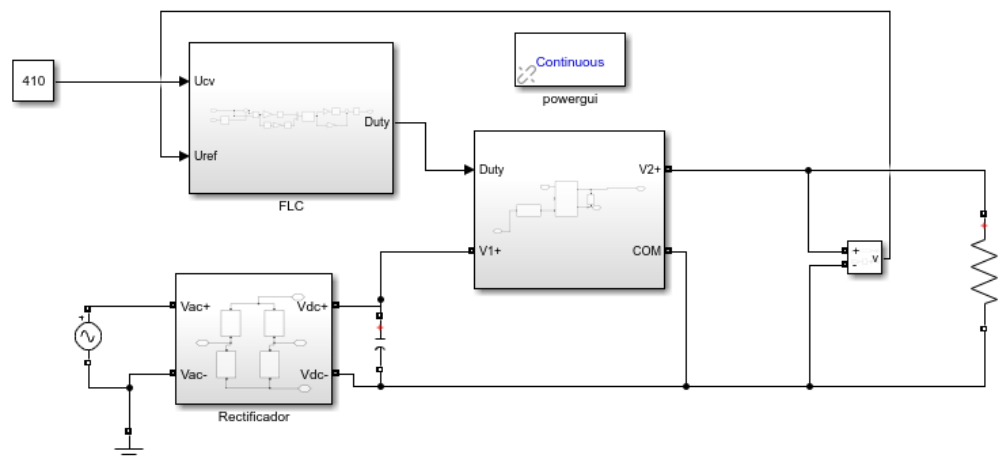


Figura 6-19 Modelo de Simulink, Boost con control de tensión

Siendo la salida obtenida:

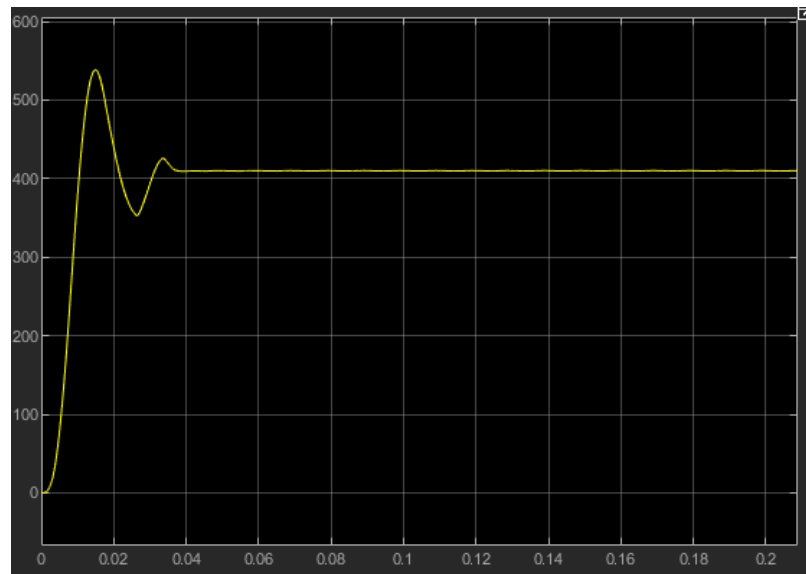


Figura 6-20 Salida de tensión del modelo

6.4 Modos de carga

En vista de los sistemas de control previamente descritos se postula el control mediante lógica borrosa como la selección óptima, ya que es el que mejor se adapta debido al carácter no lineal de la carga.

En la carga de baterías de litio, intervienen principalmente dos métodos, que son los de interés para el análisis de este estudio, fase de intensidad constante y tensión creciente, y otra fase de tensión constante e intensidad decreciente.

Para la batería se trabajará con un bloque realizado a partir del bloque Battery de la librería SimScape de Simulink y las salidas de medida y referencia.

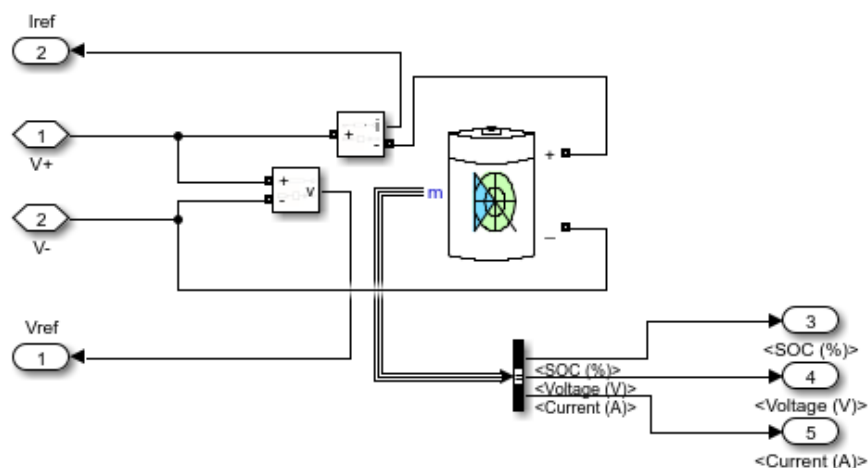


Figura 6-21 Subsistema en Simulink, Batería

También se necesitará un sistema que determine en qué fase de carga se encuentra para utilizar el lazo de control más apropiado.

6.4.1 Modo de carga a corriente constante.

Para este caso, a la salida del boost DC existe una fuente de tensión que impone la tensión de salida, por lo que pequeñas oscilaciones en la salida en torno al punto de equilibrio produce picos de intensidad muy elevados

Para paliar esas sobre oscilaciones el sistema difuso dará como salida Δu , a la cual se le sumará el ciclo útil de trabajo D correspondiente, obtenida a partir de la expresión (4.11), para obtener la tensión de salida de referencia:

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_{ref}}$$

Por lo que el ciclo útil de trabajo a la salida del control sería;

$$u = D + \Delta u$$

El modelo del subsistema de control FLC Simulink quedaría:

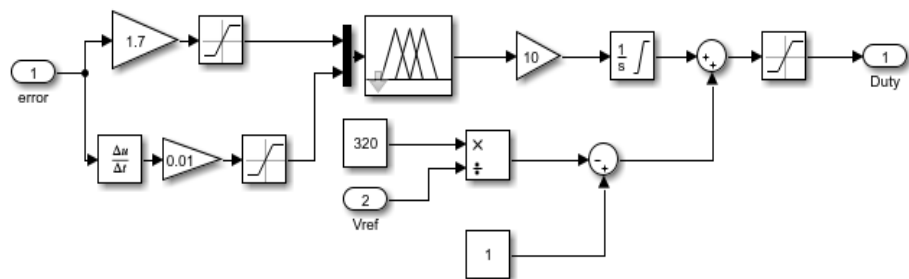


Figura 6-22 Subsistema en Simulink, control FLC

Se modificará la función de membresía de la salida tendrá como intervalo $[-0.1, 0.1]$ para evitar bruscas oscilaciones a la salida.

Se puede realizar un modelo en Simulink del lazo de control de intensidad de una carga a intensidad constante, a partir del bloque batería de la librería de SimScape, del bloque boost DC descrito en el capítulo anterior y el lazo de control.

Se obtendría el siguiente modelo.

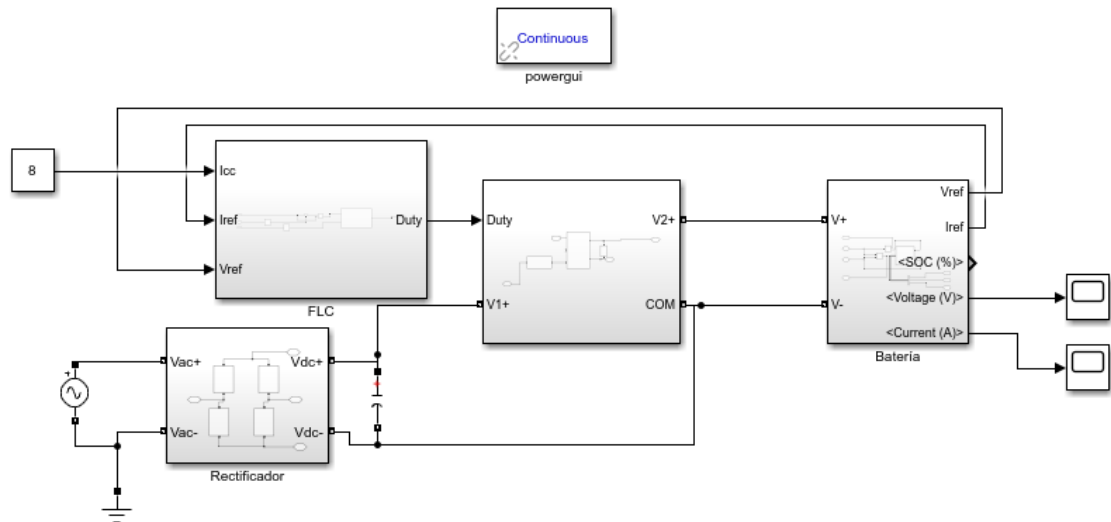


Figura 6-23 Modelo en Simulink, Boost con control de intensidad

Para una entrada escalón de 8 amperios, se puede observar la respuesta a partir de un bloque Scope a partir de la medida dada por el bloque de la batería, no obstante, el valor medido es suponiendo la batería como fuente, por lo que al estar cargando la intensidad deberá de ser negativa.

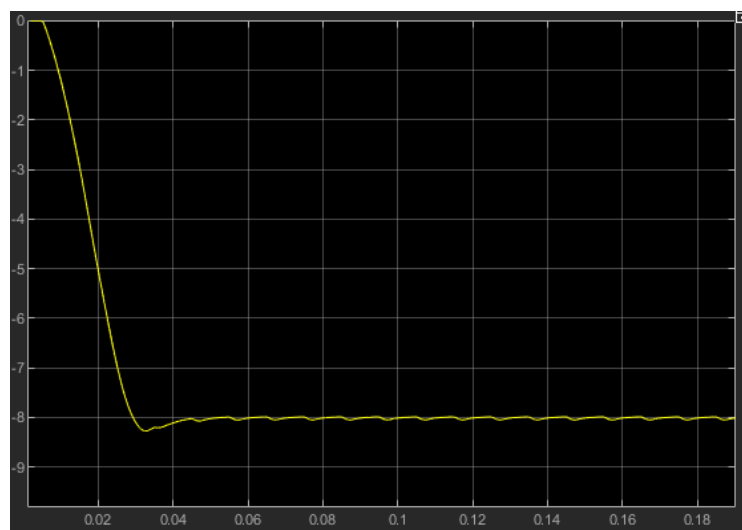


Figura 6-24 Salida de intensidad frente al tiempo

Alcanzando el régimen permanente en aproximadamente 40ms, ampliando se puede observar el rizado obtenido.

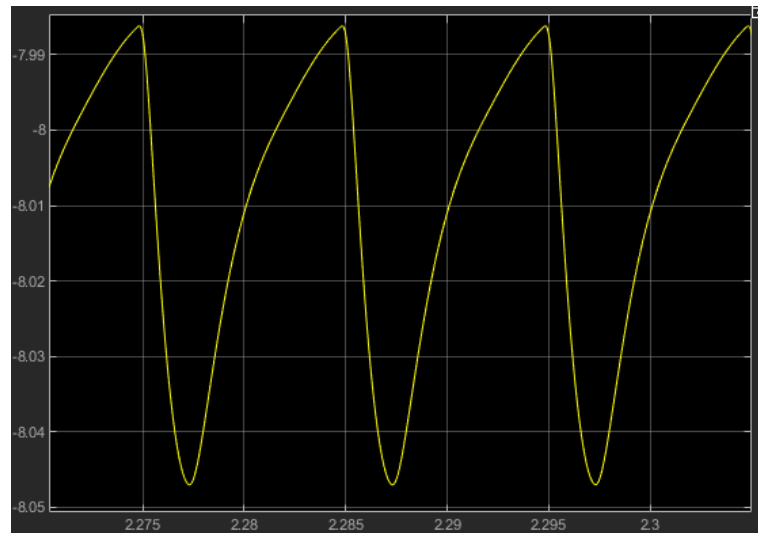


Figura 6-25 Rizado en la intensidad.

Con un rizado aproximado de 50mA, que en términos porcentuales representa un rizado del 0,625% de la intensidad de consigna.

6.4.2 Modo de carga a tensión constante.

Para el lazo de control de tensión se utilizará el mismo bloque de control FLC que el utilizado para la intensidad, con la salvedad de que el error no se escalará con respecto la entrada, ya que, en caso contrario el error sería muy cercano a cero produciendo una respuesta nula.

Ya que la tensión de salida del boost oscilará en torno a la tensión de la batería, se determinará el error a partir de la diferencia y un factor de escala.

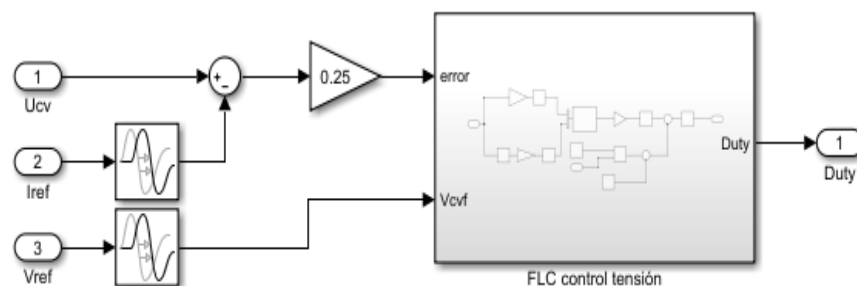


Figura 6-26 Obtención del error para subsistema en Simulink, control FLC

Siendo el bloque de control de tensión el mismo que el utilizado para el de intensidad

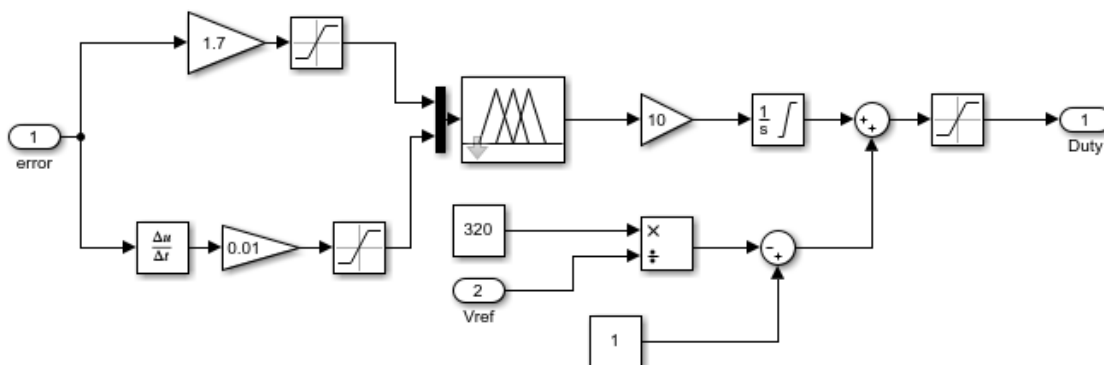


Figura 6-27 Subsistema en Simulink, control FLC

Por lo que el modelo Simulink también será similar, solo que en este caso la referencia se tomará del sensor de tensión en vez del de intensidad.

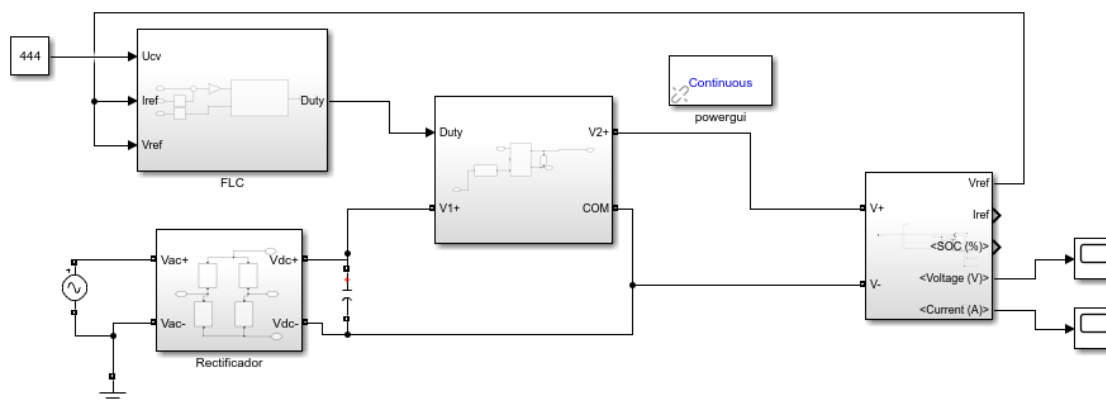


Figura 6-28 Modelo en Simulink, Boost con control de tensión

Se ha determinado el escalón 444V en base a la tensión a la salida de la batería para una carga del 50%. Midiendo la tensión de salida se obtiene la respuesta escalón.

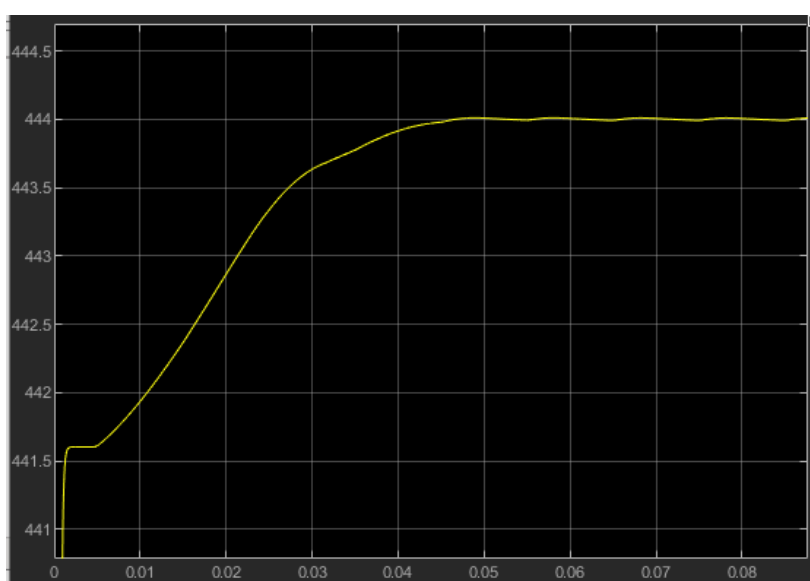


Figura 6-29 Salida de tensión

6.4.3 Cambio de estado

Como se puede observar el control difuso es bastante válido para resolver ambos problemas, pues, dado que la casuística en sendos casos es similar, se pueden utilizar el mismo modelo de control para resolver ambos controles.

Como se ha descrito anteriormente, el proceso de carga de una batería de litio consta de dos fases, una de intensidad constante y otra de tensión constante, para ello, será necesario de un algoritmo capaz de determinar en qué estado de carga se encuentra la batería y seleccionar el lazo de control adecuado en función de las consignas de tensión e intensidad.

Para ello se realizará un bloque en Simulink a partir de una función de Matlab, que determine que lazo de control operará en función del estado de la carga de la batería.

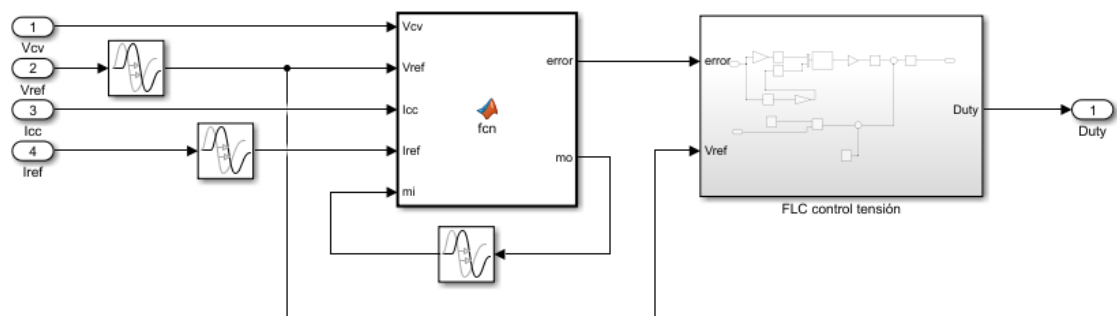


Figura 6-30 Función en Matlab, para la determinación de la fase de carga.

La función Matlab generará el error a interpretar por el sistema difuso, que contendrá el siguiente script en Matlab:

```
function [error, mo] = fcn(Vcv,Vref,Icc,Iref, mi)
mo=0;
if Vref < Vcv && mi == 0
    error = (Icc-Iref)/Icc
else
    error = 0.25*(Vcv-Vref)
    mo=1;
end
if mi == 1 && Vref <= 0.98*Vcv
    mo = 0;
end
```

Para impedir que el sistema oscile entre ambos estados cuando se acerca a la tensión constante se ha establecido una zona de histéresis dónde, aunque la tensión sea inferior a la consigna de tensión máxima el sistema no cambiará de lazo de control.

A la vista de lo anteriormente descrito, se presenta el diagrama de bloque de la carga de la batería a partir del lazo de realimentación controlado por lógica borrosa, para una mejor comprensión y presentación se mostrarán por separado los diagramas del lazo de control y el bloque de lógica borrosa.

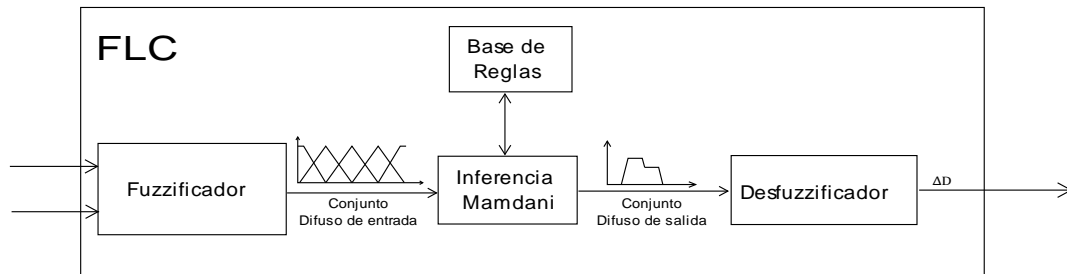


Figura 6-31 Diagrama de bloques FLC

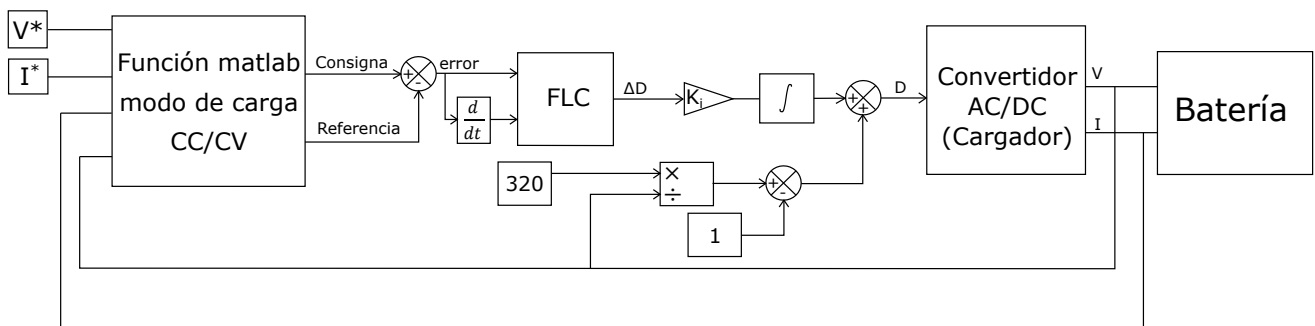


Figura 6-32 Diagrama de Bloques Lazo de control mediante lógica borrosa.

7. SIMULACIÓN EN SIMULINK DE LA CARGA

A partir de las simulaciones y los modelos previos, se puede realizar un único modelo que permita analizar el comportamiento de la carga de una batería de litio.

Estará compuesto por los siguientes bloques los cuales han sido descritos en los capítulos previo:

- Una fuente de tensión de 320V pico y una frecuencia de 50Hz.
- Un bloque rectificador de tensión de alterna a tensión continua.
- Un bloque que eleve la tensión continua a la salida del rectificador en función del ciclo útil de trabajo.
- Un bloque que simule el comportamiento de la batería.
- Un bloque que determine el modo de carga y el lazo de control.

Las consideraciones de diseño serán las siguientes:

- Tensión de alimentación 230V tensión eficaz y 50Hz.
- Frecuencia de conmutación $f = 25kHz$.
- $r = 0,17\ \text{Ohms}$, $L = 30\ \text{mH}$, $C = 0,56\ \text{mF}$.
- La intensidad de carga en la fase de corriente constante será de 8 amperios.
- El voltaje máximo en la fase de tensión constante será de 470 voltios.

Para el bloque rectificador se utilizará un puente de diodos con un condensador a la salida para mantener la tensión constante.

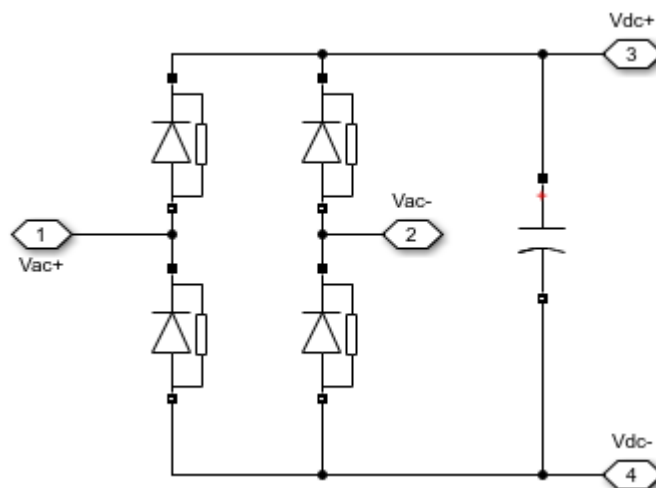


Figura 7-1 Subsistema en Simulink, Puente rectificador

El bloque convertidor de tensión estará compuesto por la bobina a la entrada con su respectiva resistencia e inductancia, el condensador de salida y un bloque boost de la librería de Simulink de Matlab.

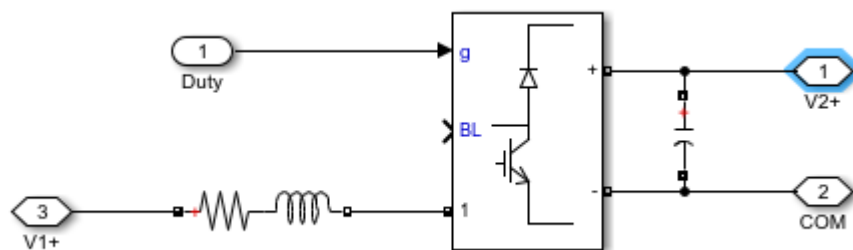


Figura 7-2 Subsistema en Simulink, Convertidor Boost

Para el comportamiento de la batería se utilizará el bloque Battery de la librería SimScape de Simulink, los sensores de medida para la referencia del lazo de control y el bus de señales de parámetros del bloque Battery.

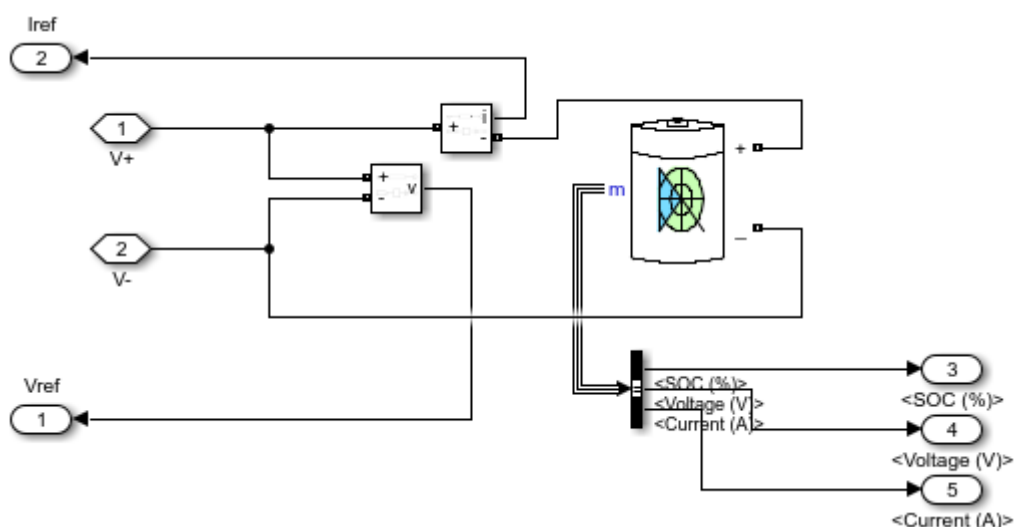


Figura 7-3 Subsistema en Simulink, Batería

El bloque FLC que se encargará de los lazos de control estará compuesto por la función Matlab encargada de determinar el modo de operación y producir la señal de error apropiada y un subsistema que genera una señal de salida mediante lógica difusa a partir del error de entrada.

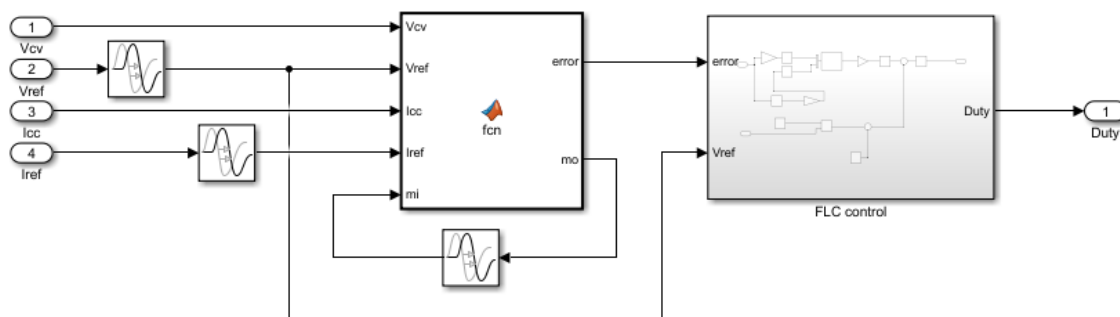


Figura 7-4 Subsistema en Simulink, control FLC.

Finalmente, ensamblando los distintos bloques previamente descritos se obtiene el modelo en Simulink de la carga.

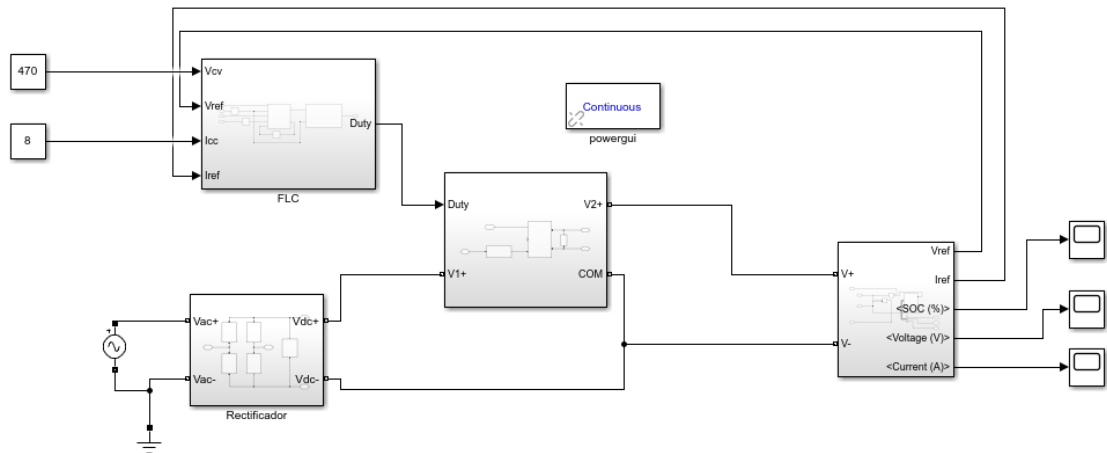


Figura 7-5 Modelo en Simulink, cargador batería de litio.

Mediante los distintos Scope se pueden observar los valores de tensión e intensidad a la salida para analizar el comportamiento del sistema en las distintas fases como se verá a continuación.

Debido a limitaciones de hardware se realizarán las simulaciones en intervalos de 1000s.

Se realizará la simulación de la carga en 7 intervalos, haciendo un tiempo total de simulación de 7000s, aproximadamente de dos horas, donde se impondrá una consigna de intensidad de 0.53C, que para el caso de estudio será de 8A, durante la carga se realizará una variación en la consigna en pequeños intervalos para observar sus efectos.

Primer intervalo (0-1000s)

En el primer intervalo de 0-1000s se ha partido de una capacidad inicial del 5% hasta alcanzar un valor de 19,814% al final del intervalo, durante la fase inicial el lazo en funcionamiento es el de intensidad, produciendo una corriente constante a la entrada de la batería.

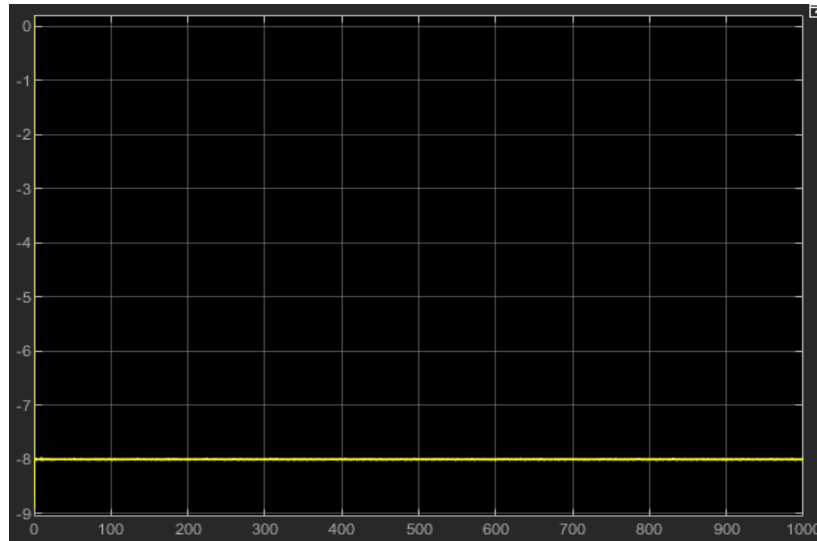


Figura 7-6 Modelo en Simulink, cargador batería de litio.

Como el comportamiento de la batería no es lineal, cuando la batería se encuentra muy descargada, la tensión presenta una zona exponencial seguida de una zona lineal conforme aumenta la carga.

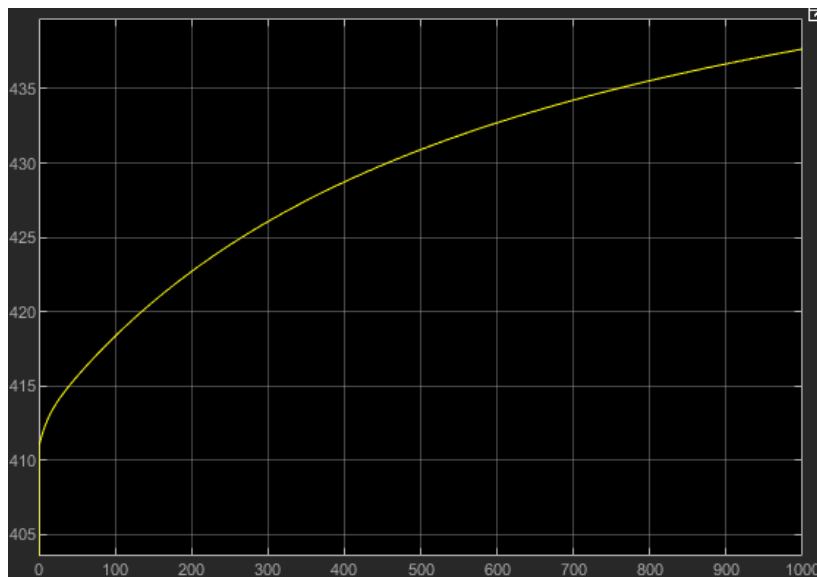


Figura 7-7 Curva de tensión primer intervalo

Haciendo zoom en torno a la zona que la curva empieza a aproximarse a una recta, se puede apreciar con más detalle la transición entre la zona exponencial y lineal

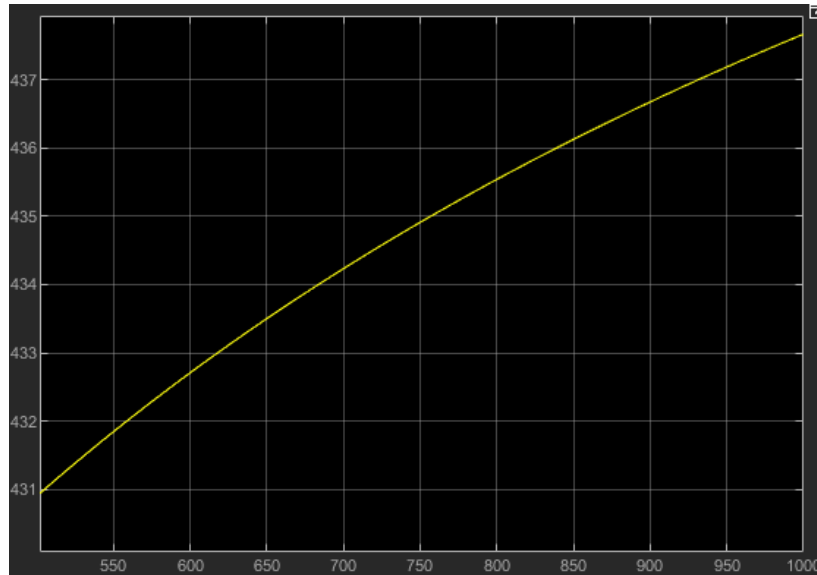


Figura 7-8 Zona de la curva de tensión con menor pendiente, próxima a zona lineal.

Dado que la capacidad se mide en la corriente que es capaz de entregar durante un tiempo t (Ah), se determinará a partir de la integral de la intensidad con respecto del tiempo, dado que durante este intervalo la carga se produce a corriente constante es de esperar que la curva de la capacidad con respecto del tiempo sea lineal.

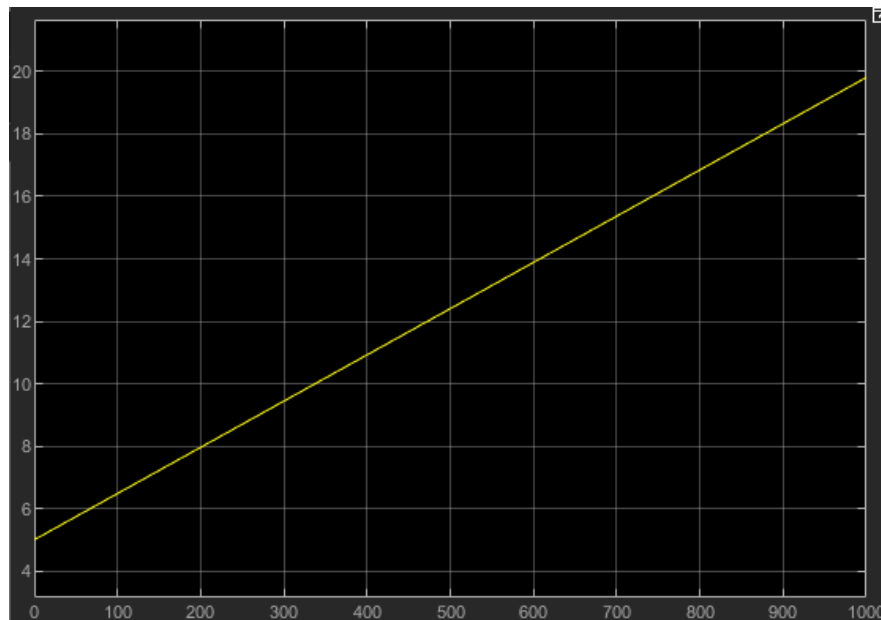


Figura 7-9 Curva de la capacidad primer intervalo

Segundo intervalo (1000-2000s)

En este intervalo se ha introducido una variación en la consigna de intensidad de 8 a 4 amperios, para ver el comportamiento del sistema ante un cambio de consigna.

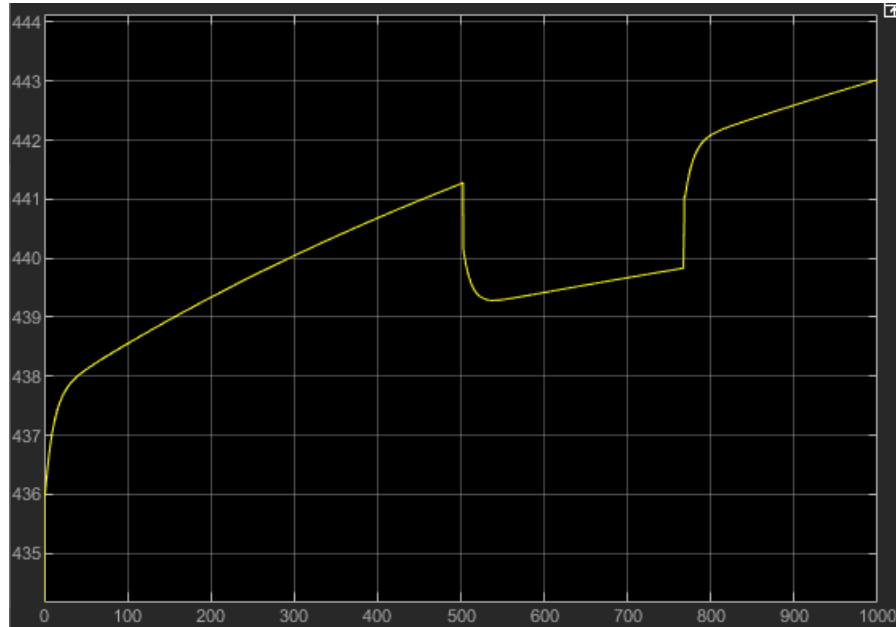


Figura 7-10 Curva de tensión segundo intervalo

A diferencia del primer intervalo, la pendiente al principio no es tan pronunciada, pues el nivel de carga ya no es tan bajo, no obstante, se observa un transitorio de una duración de 30s ante un cambio. Este efecto se debe a la capacitancia de la propia batería, el cual se ha establecido el valor que viene por defecto en el bloque de Simulink.

En la respuesta escalón se puede observar una caída abrupta de la tensión seguido de una respuesta amortiguada con una respuesta en el tiempo de 30s.

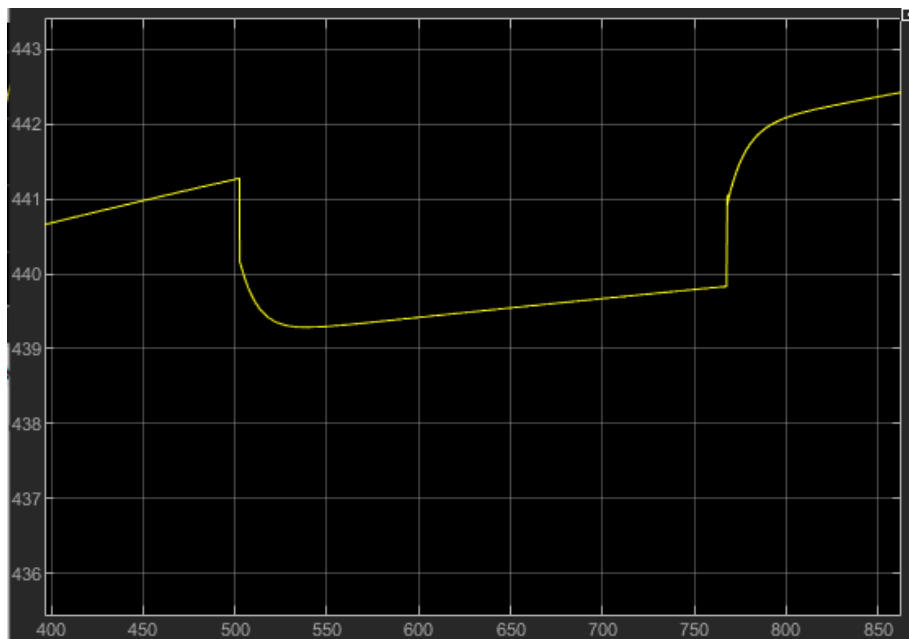


Figura 7-11 Respuesta escalón ante variación de consigna de intensidad

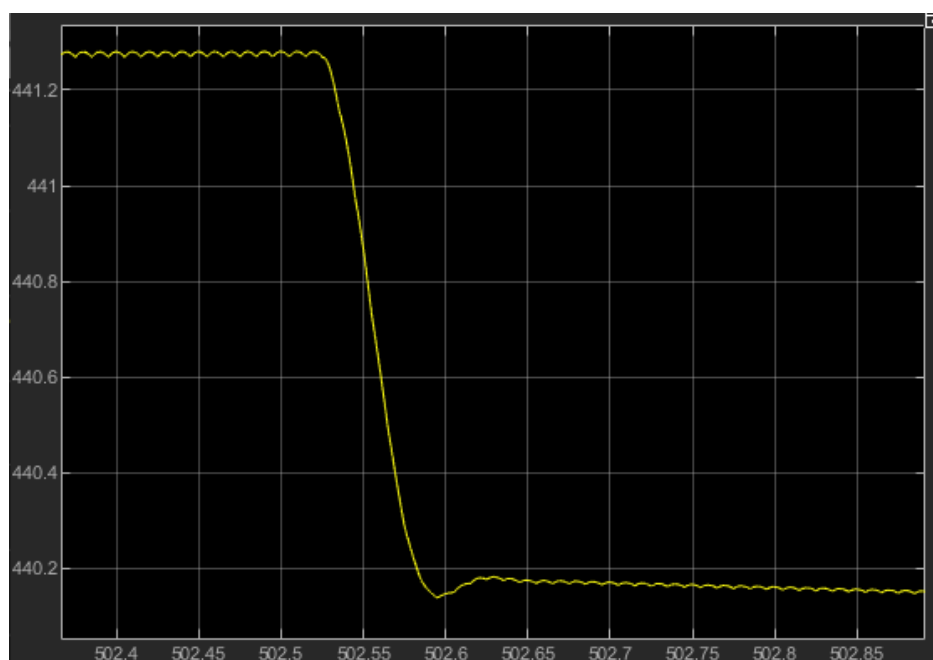


Figura 7-12 Caída abrupta de tensión, para determinación de resistencia interna

Esta caída de tensión está asociada al cambio inmediato de intensidad, por lo que dicha respuesta debe ser la variación de la caída de tensión en la resistencia interna de la batería, por cual se puede determinar la resistencia interna, mediante:

$$R_{int} = \frac{V_1 - V_2}{i_1 - i_2} = \frac{441.275 - 441.170}{8 - 4} = 0.27625\Omega$$

Observando la curva de la capacidad tal y como se podía esperar, al ser lineal y la mitad de corriente, la pendiente se reduce a la mitad durante el intervalo que se produce la variación.

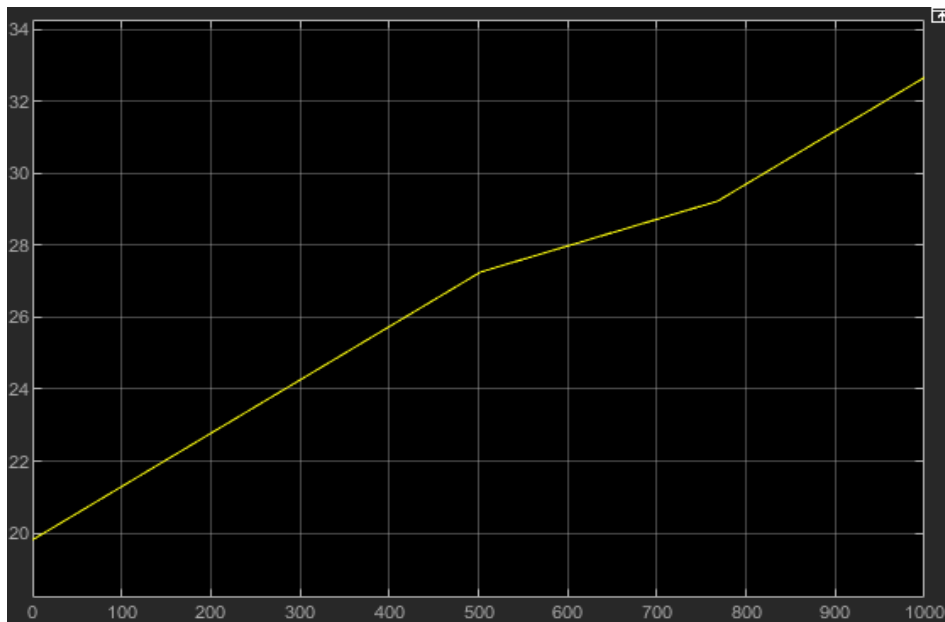


Figura 7-13 Curva capacidad segundo intervalo

Tercer intervalo (2000-3000s)

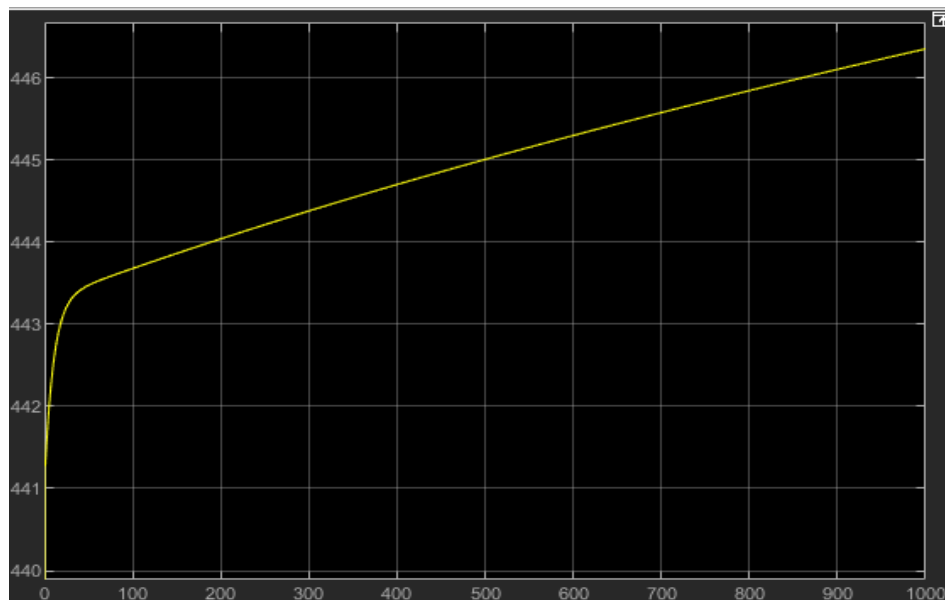


Figura 7-14 Curva de tensión tercer intervalo.

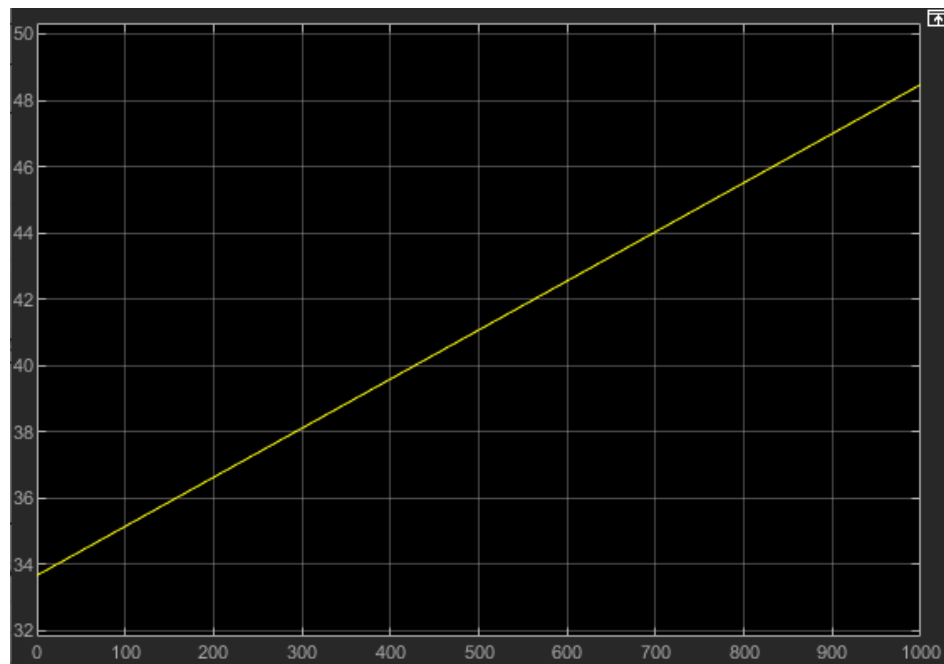


Figura 7-15 Curva de capacidad tercer intervalo.

Cuarto intervalo (3000-4000s)

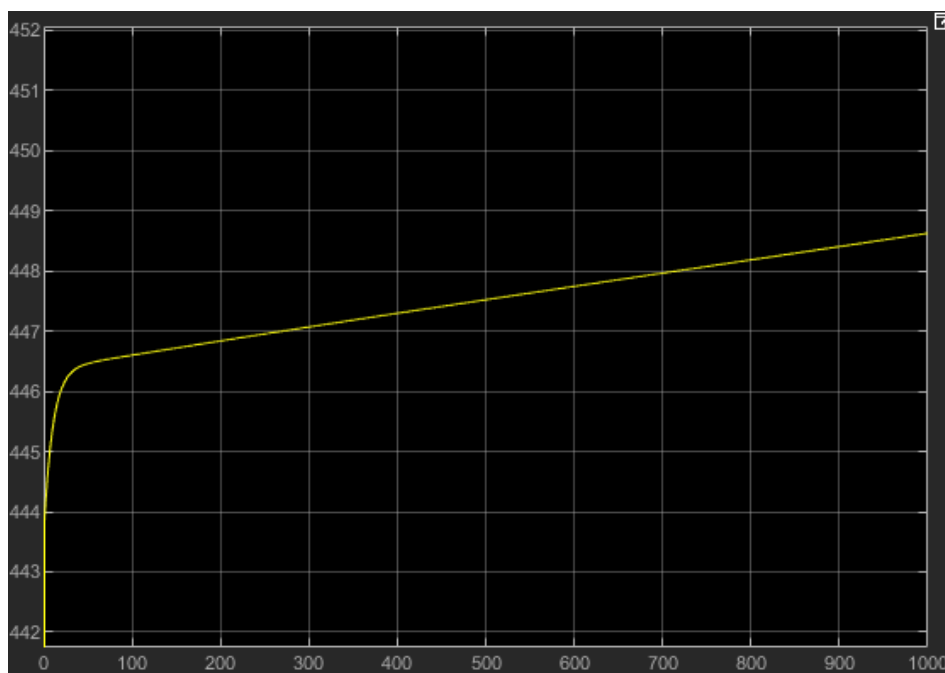


Figura 7-16 Curva de tensión cuarto intervalo

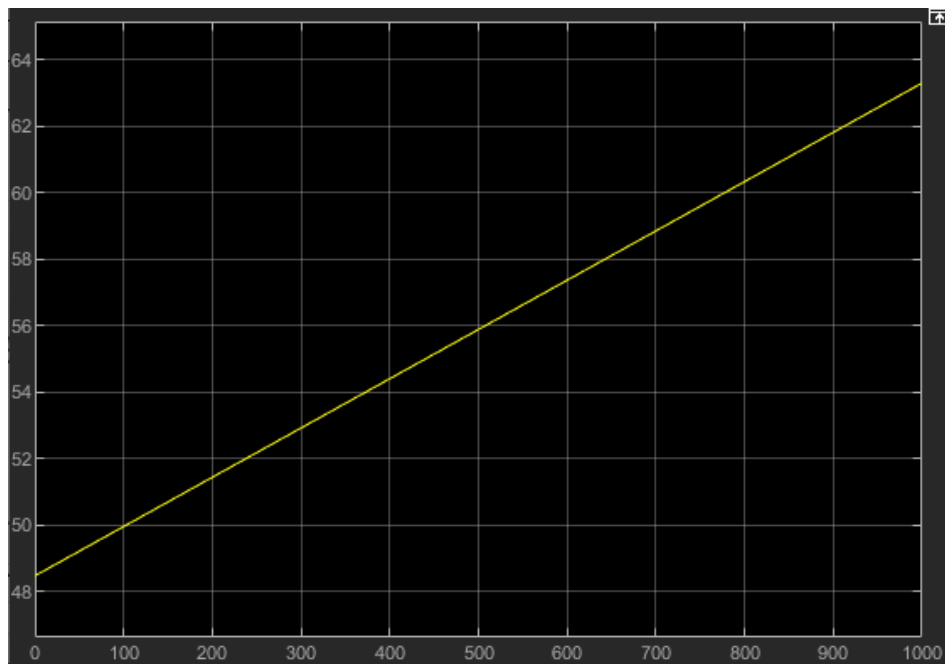


Figura 7-17 Curva de capacidad cuarto intervalo

Quinto intervalo (4000-5000s)

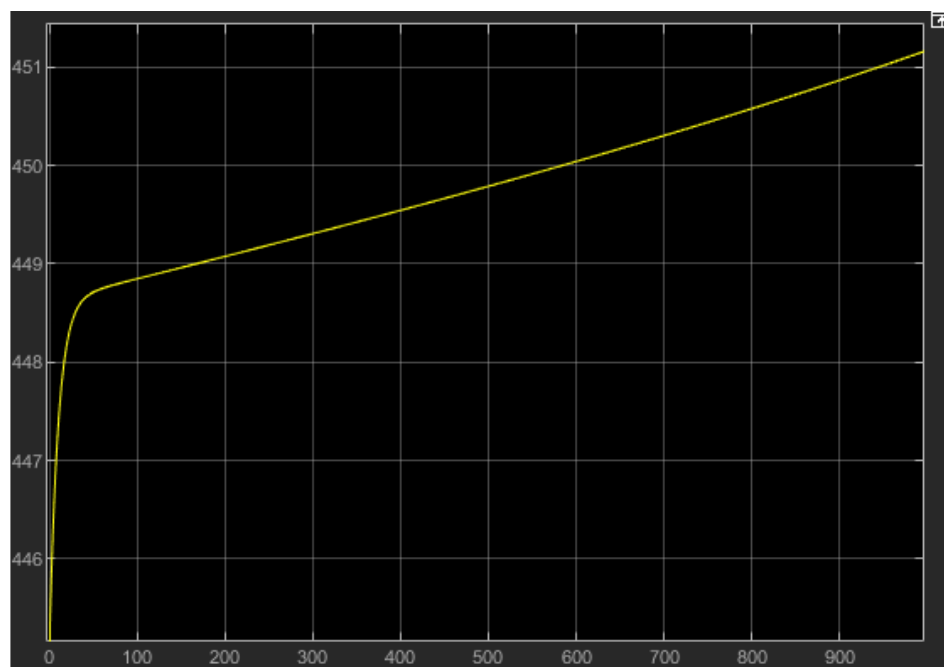


Figura 7-18 Curva de tensión quinto intervalo.

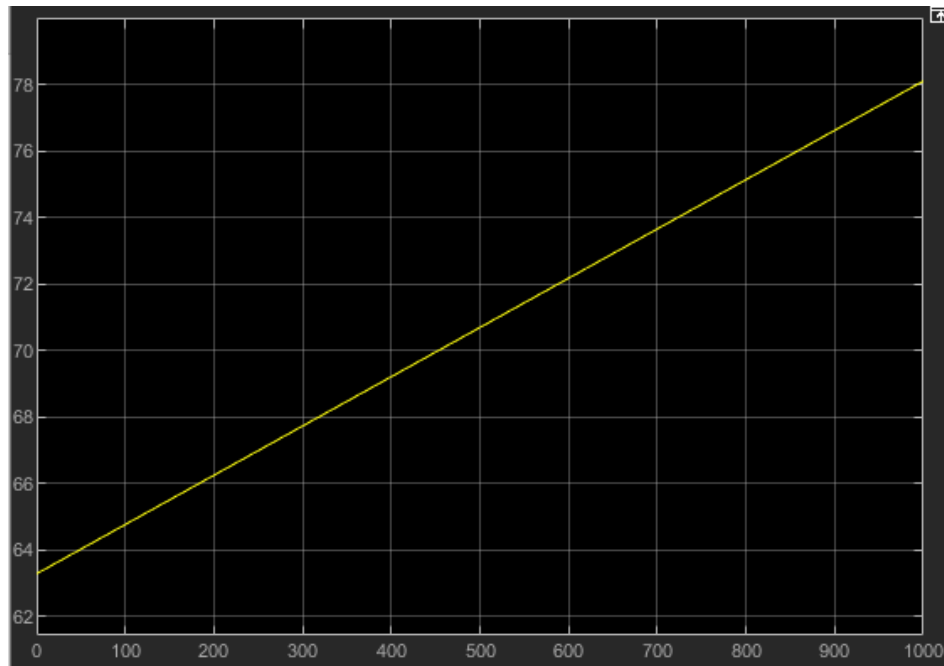


Figura 7-19 Curva de capacidad quinto intervalo

Sexto intervalo (5000-6000s)

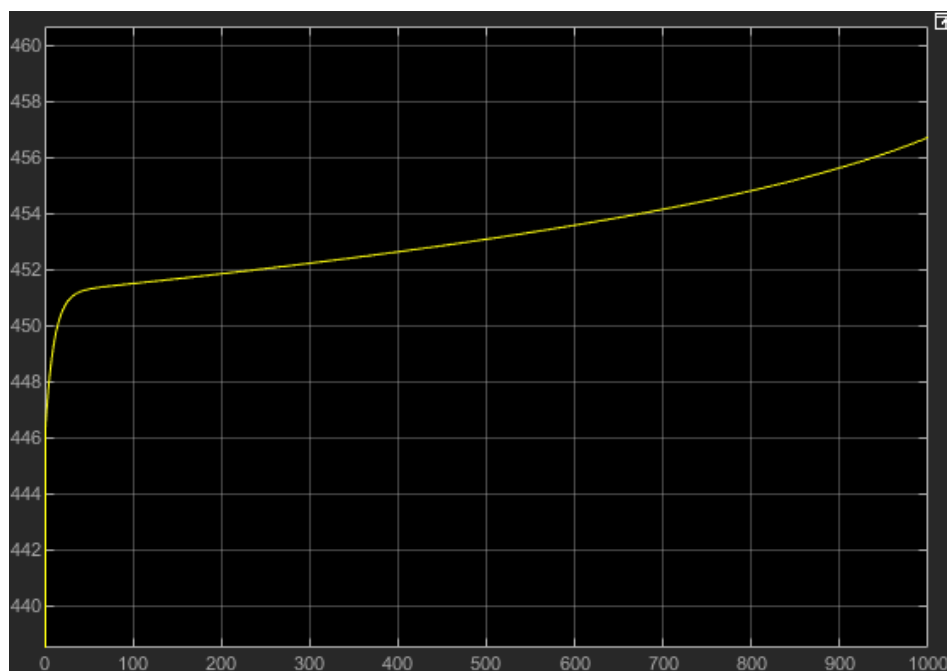


Figura 7-20 Curva de tensión sexto intervalo

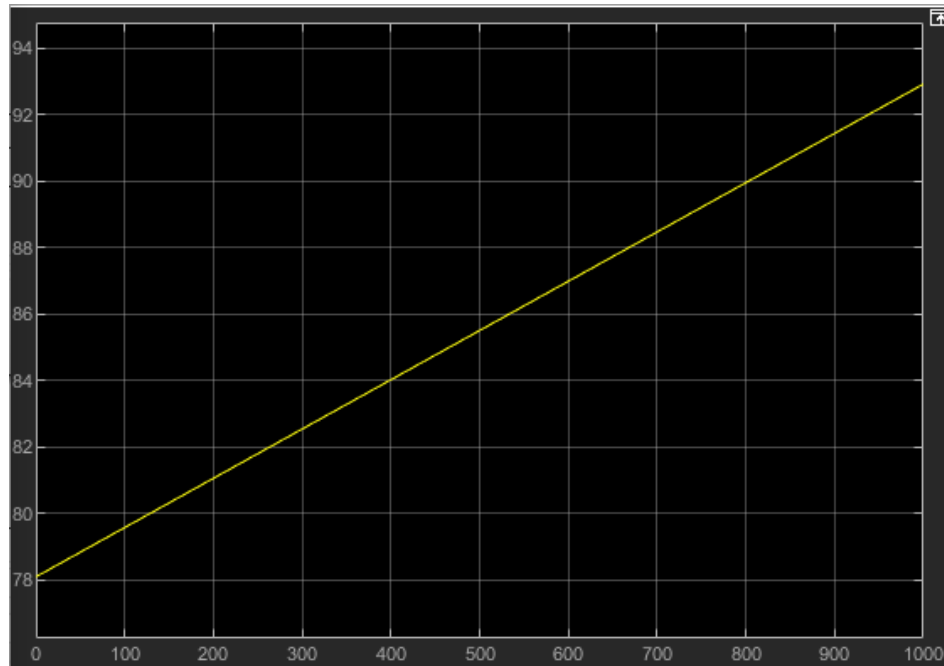


Figura 7-21 Curva capacidad sexto intervalo

Séptimo intervalo (6000-7000s)

En este intervalo se da por finalizada la carga, se alcanza la fase de tensión constante donde la intensidad irá disminuyendo hasta llegar a cero.

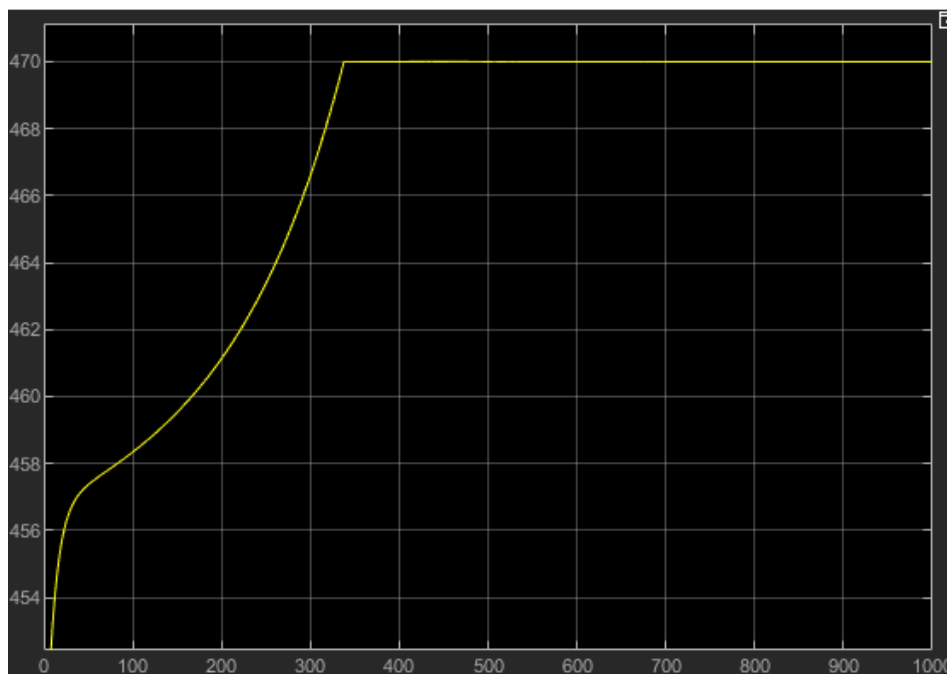


Figura 7-22 Curva de tensión séptimo intervalo

También se puede observar como en la zona de tensión constante la pendiente de la curva de la capacidad deja de ser constante y se vuelve

asintótica, disminuyendo la velocidad de la carga conforme se va alcanzando la capacidad máxima.

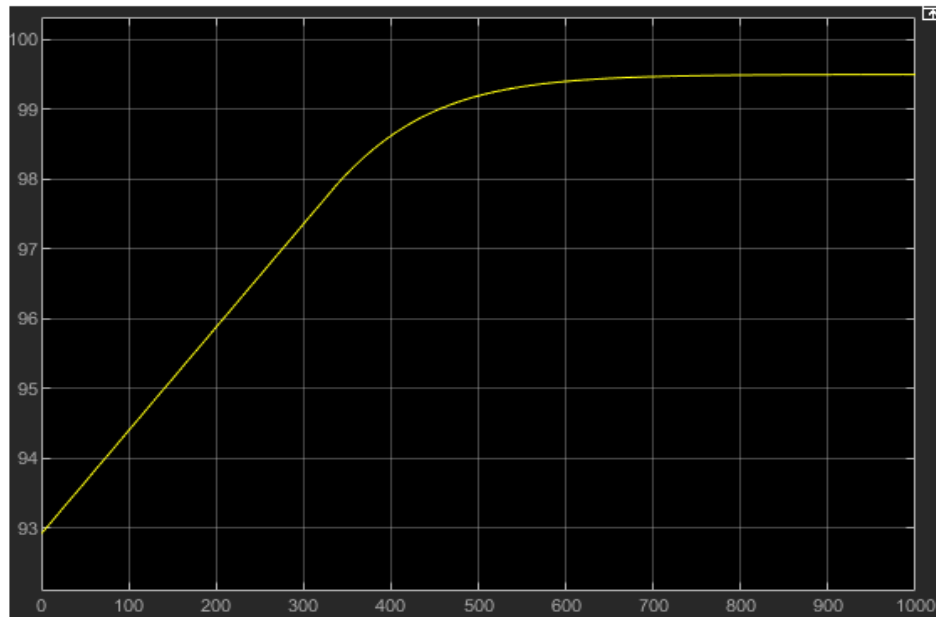


Figura 7-23 Curva de capacidad séptimo intervalo

Finalmente se observa como la intensidad va disminuyendo hasta completar la carga.

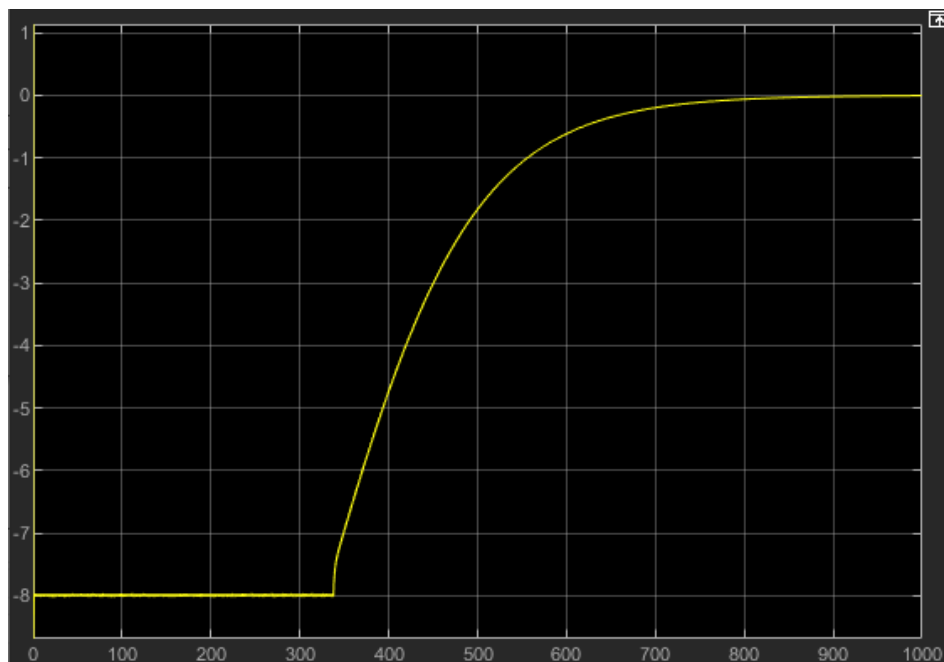


Figura 7-24 Curva de intensidad séptimo intervalo

Teóricamente se ha definido que la fase de la tensión constante se alcanza en torno al 60-80%, variando según el tipo de celda empleada, pero en la simulación se ha observado este cambio en torno al 98% de la carga, esto se debe a que se han despreciado los efectos de la temperatura y el envejecimiento de la celda.

Un aumento de temperatura produce un aumento del valor de la tensión, así como la propia corriente que circula durante la carga conlleva unas pérdidas que afectan a la temperatura interna de la celda.

Para comprobarlo se va a efectuar una simulación de 2000 segundos partiendo una carga inicial del 50%, considerando las características de una celda de litio LiCoO₂, suponiendo una agrupación de 114 celdas en serie y 7 en paralelo, una temperatura ambiente de 23°C y una carga a 1C (14,35Ah).

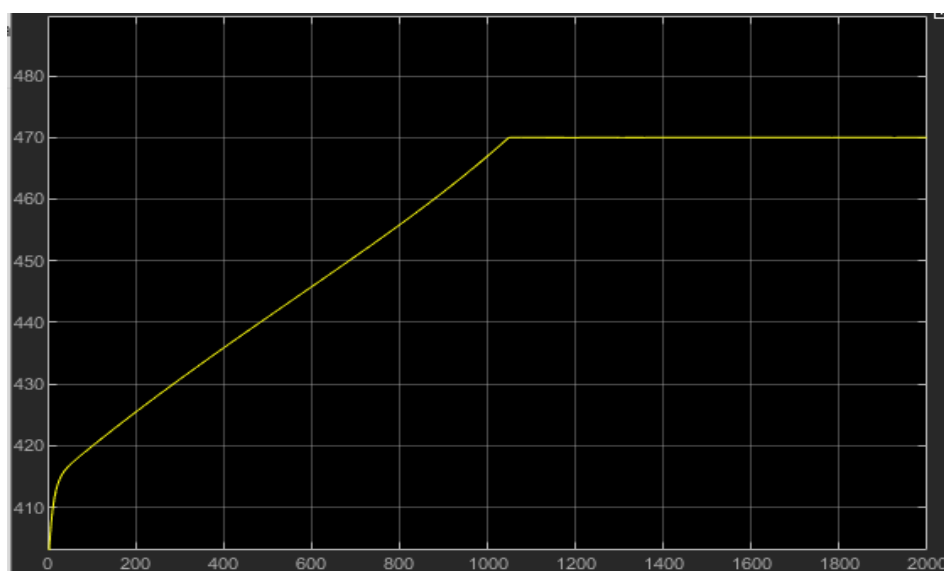


Figura 7-25 Curva de tensión con efectos de temperatura

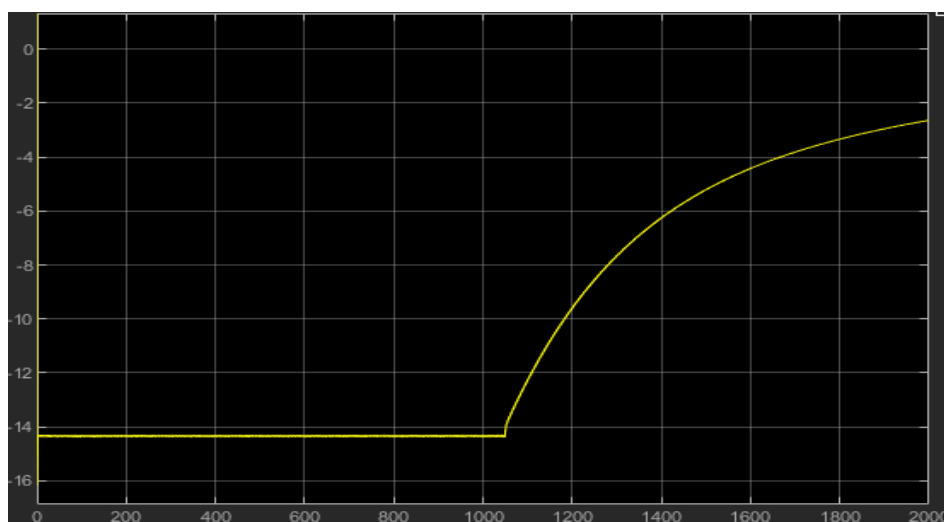


Figura 7-26 Curva de intensidad con efectos de temperatura

En este caso, la fase de tensión constante no es tan rápida y se puede observar como la intensidad decrece y se aproxima de forma asintótica a cero. Se considerará que ha finalizado la carga, cuando la intensidad que circula hacia la batería es menor que de $0.01C$ ($0.1435A$).

Respecto a la capacidad, como se ha mencionado antes, durante la fase de tensión constante la velocidad de la carga va disminuyendo hasta alcanzar el valor de la capacidad máxima, con la diferencia, de qué en este caso, este efecto se producirá cuando la batería se encuentra en torno al 80% de la carga en vez de al 98% como en el caso anterior.

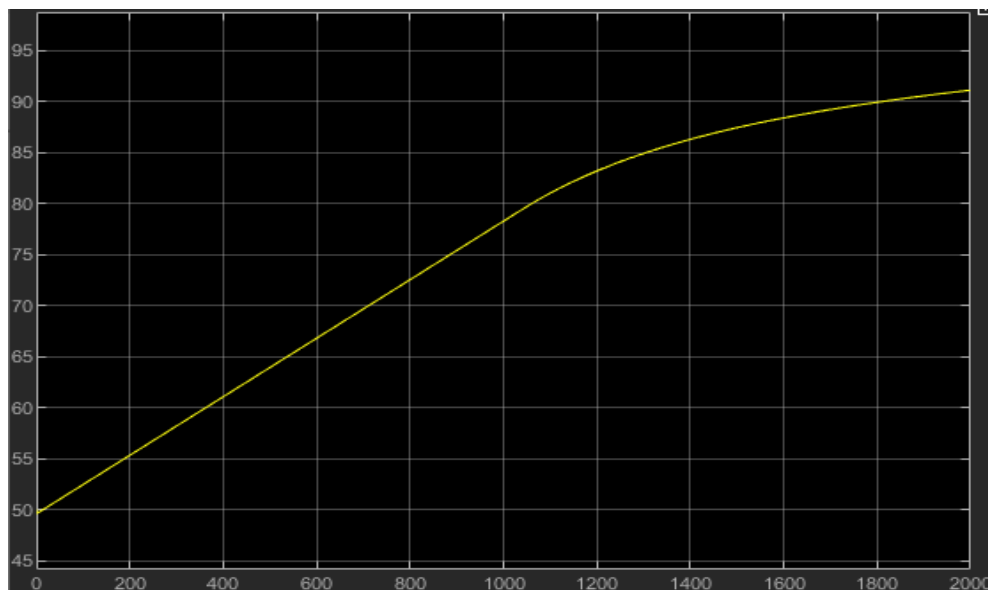


Figura 7-27 Curva de capacidad con efectos de temperatura

Esto implica que el tiempo para la carga total está condicionado especialmente por esta fase, pues cuando circula una corriente constante, la velocidad de la carga es proporcional a la misma, por lo que se puede variar el tiempo de carga en modo de corriente constante cambiando la consigna de intensidad, siempre y cuando sea admisible para la celda empleada.

En la fase de tensión constante no se puede variar la velocidad de la carga, pues el valor de la intensidad no se puede controlar.

Es decir, solo se puede controlar el tiempo de carga de la fase de corriente constante.

También queda comprobada la capacidad del control para detectar los cambios en los modos de carga independientemente de la química empleada, pues es capaz de detectar cuando ha de producirse el cambio de fase de carga independientemente de la capacidad de la batería.

8. PROPUESTA DE REALIZACIÓN FÍSICA DE PROTOTIPO

Previamente se ha desarrollado el estudio y la simulación del comportamiento del control de la carga de un modelo de batería en el programa Simulink, a continuación, se propondrá la realización física de dicho cargador para su futuro prototipado.

Para simplificación de comprensión y elaboración, se ha separado la placa final en los siguientes sectores:

- Circuito de baja tensión. Donde a partir de un transformador de 3 devanados se obtendrá una tensión de 18V para alimentar el circuito de potencia y otra tensión de 5V para el circuito de señales.
- Circuito de disparo, el cual a partir de la señal PWM generada por el circuito de control disparará un IGBT de la forma más rápida posible.
- Circuito de control, en el que se utilizarán dos potenciómetros para generar las consignas de tensión e intensidad y un procesador de señales digitales (DSP), el cual monitorizará la tensión e intensidad proveniente de los sensores y junto con las consignas antes mencionadas generará una señal PWM.
- Circuito Boost, donde se rectificará la tensión de 230V eficaces de la red y mediante un IGBT disparado por el circuito de disparo para conseguir los valores necesarios de tensión e intensidad.

8.1 Circuito de Baja tensión

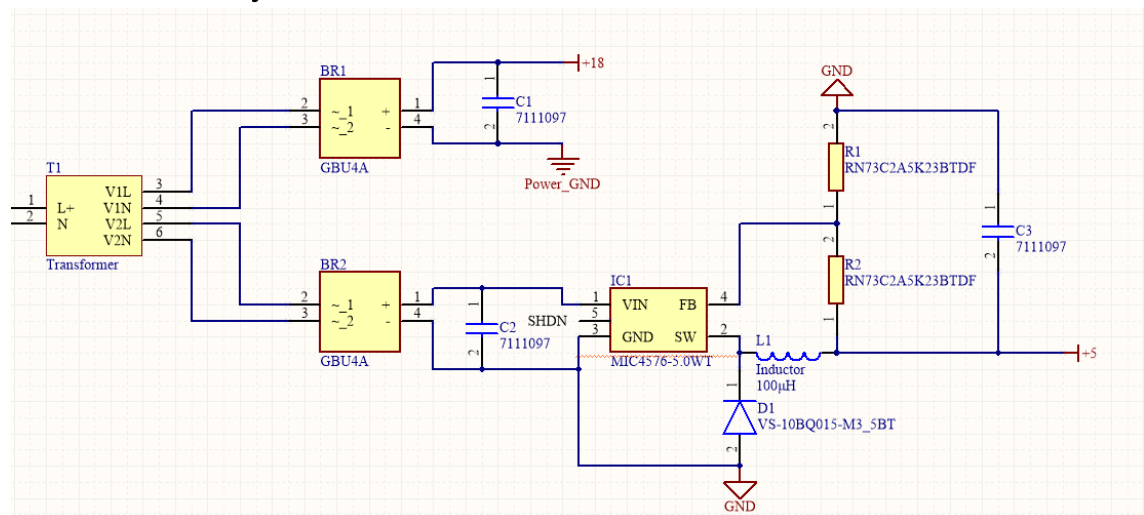


Figura 8-1 Circuito generación de baja tensión

tres devanados, que nos permite un aislamiento galvánico entre potencia y señal, evitando así que el circuito de potencia interfiera en el circuito de señales, por lo que se alimentará por el devanado primario a partir de la red eléctrica, obteniendo dos salidas de 18V en alterna, los cuales se rectificarán a partir de los puentes rectificadores GBUA4.

Los dispositivos alimentados a 18V son elementos de potencia que no se ven afectado por pequeñas fluctuaciones en el suministro, por lo que con un rectificador y un condensador a la salida de este será suficiente.

Para la alimentación de señales se ha usado el regulador conmutado MIC4576-5.0WT con un condensador a la entrada para filtrar la tensión a la salida del rectificador, de acuerdo con el fabricante a la salida del regulador se ha dispuesto una configuración de resistencias para la realimentación y un filtro LC junto a diodo schottky de rápida conmutación para darle un camino a la intensidad de la bobina cuando el interruptor conmutado se encuentre abierto.

8.2 Circuito de disparo

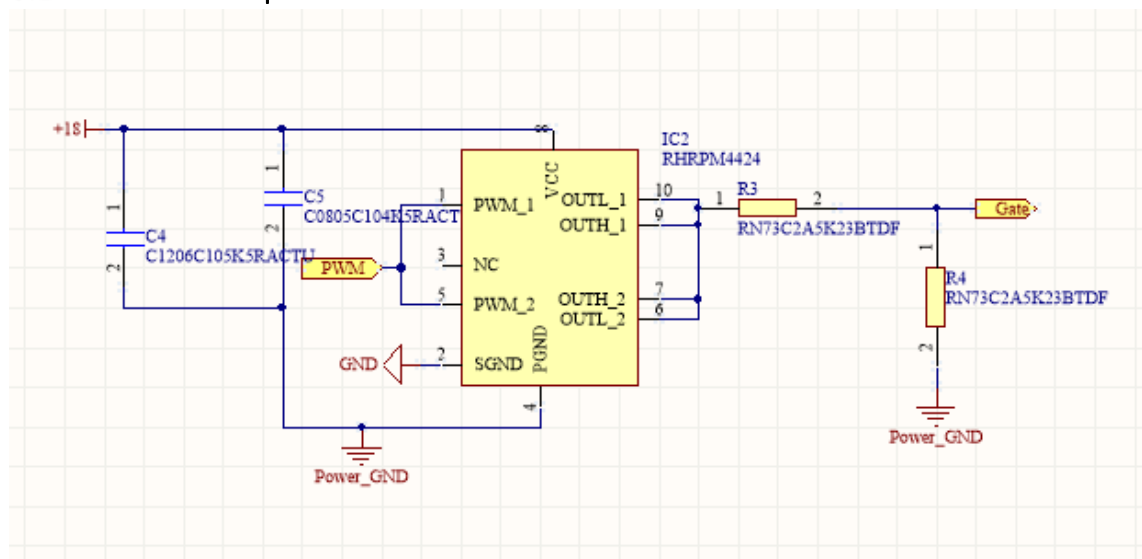


Figura 8-2 Circuito de disparo IGBT

Uno de los principales inconvenientes del uso de interruptores conmutados IGBT es su capacidad interna, ya que si la impedancia de entrada es muy alta la intensidad que circulará hacia la puerta será muy baja tardando demasiado tiempo en entrar en conducción.

Para ello se empleará el Driver RHRPM4424, el cual dispone de dos entradas PWM y dos salidas que entregarán la tensión suministrada por el circuito de potencia con un límite dado por fabricante de 4,5 A. Cortocircuitando ambas entradas y ambas salidas se puede conseguir una intensidad para disparar el IGBT de 9A, corriente más que suficiente para una rápida carga y descarga de la carga de la puerta.

A la entrada se emplearán dos condensadores de desacoplo para filtrar posibles perturbaciones y mantener constante la tensión de entrada.

A la salida se emplearán dos resistencias, una resistencia limitadora de R4 actuará de pull-down con un valor de $10k\Omega$

8.3 Circuito de control

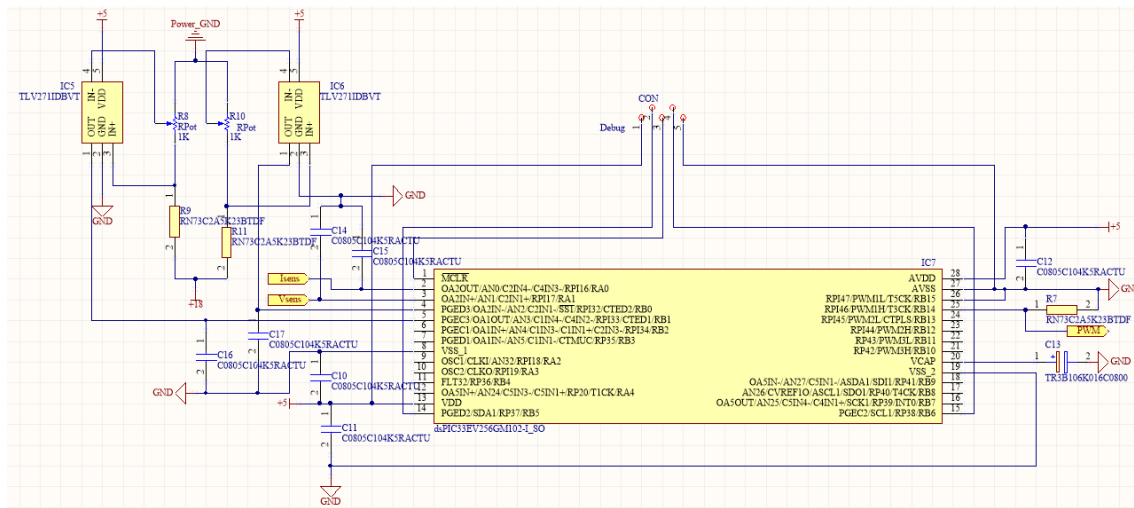


Figura 8-3 Circuito de control

Para generar una consigna de tensión e intensidad se ha seleccionado el DSP dsPIC33EV128GM102, el cual dispone de 11 entradas a conversores ADC de 10/12Bits con una frecuencia de muestreo de 1,1MSPs para el convertor de 10 bits y 500KSPs para el de 12bits, también dispone de 3 salidas de PWM, suficiente para la tarea que debe realizar.

Se usarán 4 conversores ADC para las consignas y monitorización de tensión e intensidad, de acuerdo con el fabricante si se quiere realizar un muestreo de 12 Bits solo se dispondrá de un sample and holder que se utilizará para la medición de la tensión ya que las variaciones de esta son las que más afectan a la carga, para las consignas y la intensidad se emplearán los conversores de 10 bits que aportan una resolución más que suficiente, el cual de acuerdo con el fabricante nos permite emplear hasta 4 sample and holder.

A la entrada de los pines VDD y AVDD se han colocado condensadores de desacoplo de valor de 100nF según el fabricante, también de acuerdo con el fabricante hay que poner un condensador ESR en el pin VCAP hacia masa que debe tener un valor mínimo de 4,7µF, recomendado uno de 10µF, y una longitud de pista no mayor de 6mm.

Para generar las consignas se ha optado por una solución simple, empleando un divisor de tensión junto a un potenciómetro alimentados por el circuito de potencia para minimizar las interferencias con el circuito de señales, y mediante un amplificador operacional en configuración seguidor se obtiene un rango de tensiones de 0-4V.

Para finalizar, se han colocado cinco conexiones a pines de PCB, mediante los cuales se podrá programar y depurar, los cuales constan de VDD y GND para alimentar el DSP, MCLR que dará salida a una

configuración RC dispuesta por el fabricante para entrar en modo programación, PGED2 y PGEC2 para la programación mediante bus serie.

8.4 Circuito BOOST

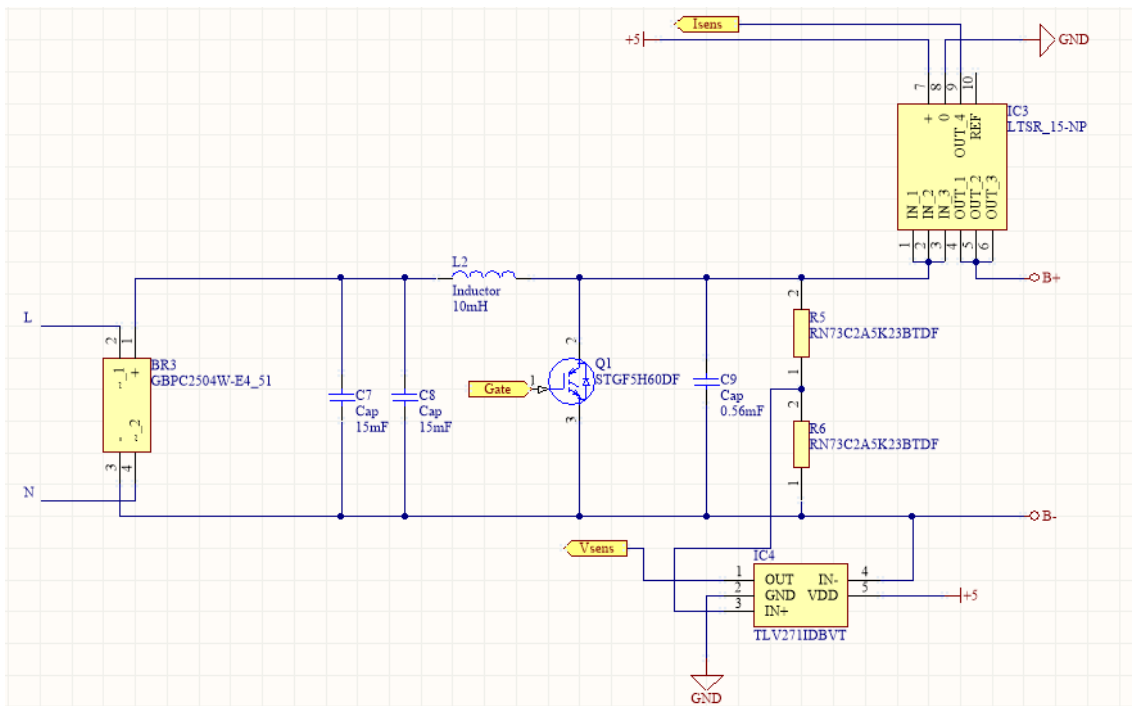


Figura 8-4 Circuito de potencia.

El circuito BOOST es el encargado de rectificar la tensión en alterna y generar a la salida un valor de continua necesario para que se realice la carga dentro de los límites admisibles de la batería.

Para la obtención del bus continuo se utiliza un puente rectificador de diodos GBPC2504W-E4_51 capaz de soportar una intensidad de 25A, más que suficiente para la potencia que se va a emplear que será como máximo de 3,3kW, seguido de una configuración de condensadores para una capacitancia de 20mF.

La etapa de potencia está compuesta por un circuito tipo BOOST, donde se carga una bobina mediante un interruptor conmutado, en nuestro caso se utilizará un transistor IGBT, durante un tiempo DT mientras que un condensador suministra la tensión a la carga, para luego descargarse durante un tiempo $1 - DT$ sobre el condensador y la carga.

Los valores de la bobina y el condensador a la salida se han sustituido por 20mH y 7.5mF respectivamente, el valor de la bobina se ha reducido por motivos de volumen y peso, factores que no fueron contemplados en el modelo simulado, sin afectar gravemente al rizado, en el caso del condensador se ha elevado su capacitancia para suplir la reducción a la salida del rectificador.

Esta configuración ha permitido reducir de forma apreciable el peso y el volumen necesario para su diseño dado que la bobina actúa de filtro ante las variaciones a la salida del rectificador por la reducción de la capacitancia, mediante simulaciones en el modelo se ha podido comprobar que el rizado de la intensidad obtenido se encuentra en torno al 3%, el cual se encuentra dentro de valores admisibles.

Las bobinas y condensadores empleados han sido escogidos del catálogo de KEMET, siendo para los condensadores la serie ALS70/71, donde se han tomado los valores de tensión de 350V para el rectificador y de 500V para la salida del BOOST, y la bobina con Part Number SC-10-1000.

También se ha añadido en este circuito la medida de la tensión y la intensidad, para el sensor de intensidad se ha usado un sensor de corriente de efecto Hall LTSR_15-NP alimentado por el circuito de 5V, para el caso de la tensión se ha empleado un divisor resistivo donde la relación entre R5 y R6 será tal que cuando exista 440V a la salida del BOOST la tensión medida valga 4v, por lo que $R5=110R6$, y mediante un amplificador operacional TLV211DBVT en configuración de seguidor de tensión se realiza la medida referenciada a la masa de señal.

Dado el volumen y el peso de los condensadores se ha optado por anclarlo a la estructura del cargador conexasionándose a partir de cables 16AWG y terminales crimpados M3.

9. CONCLUSIÓN

El convertidor AC/CC de estudio es capaz de mantener los valores de tensión e intensidad en unos valores asignados, así como llevar a cabo la carga de una batería de litio, cumpliendo con la finalidad que se había propuesto con un tiempo de respuesta rápido.

También se adapta a las distintas tipologías de celdas de litio, pues es capaz de detectar cuando se ha alcanzado los límites máximo de operación en distintos rangos de trabajo, como se ha comprobado suponiendo el efecto de la temperatura.

En vista de los resultados obtenidos, hay que resaltar una serie de observaciones:

- Debido a la tecnología del convertidor tipo boost empleada para variar la tensión, las baterías a cargar tienen que operar por encima de la tensión de la fuente empleada, comúnmente una fuente monofásica de tensión eficaz 230V.
- En caso de que se requiera de un tiempo de carga rápida, el cual solo puede darse en el modo de intensidad constante, la capacidad estaría limitada en torno al 60-80%, ya que la carga restante se llevaría a cabo en modo de tensión constante, y en este caso el tiempo de carga no se puede controlar.
- La versatilidad del control de la lógica borrosa, pues con pequeñas adaptaciones se ha podido utilizar el mismo bloque de control para distintos casos en un sistema no lineal. Por lo que podrían adaptarse fácilmente a otra tipología de convertidores.
- A raíz de las respuestas transitorias obtenidas ante entradas escalón, se puede aproximar un primer modelo del comportamiento de una batería de litio, a partir del salto abrupto de tensión se puede deducir una componente resistiva, seguida de una respuesta amortiguada que se puede asociar a un circuito RC en serie con una fuente de tensión variable.

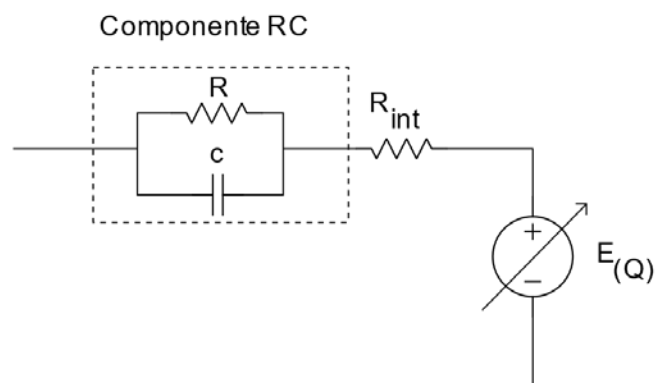


Figura 9-1 Modelo de primera aproximación de una batería de litio.

En vista a estas observaciones, se proponen las siguientes futuras líneas de estudio:

- Comportamiento del modelo Boost propuesto ante una entrada de tensión variable, con el fin de estudiar la aplicación de un banco de condensadores para el uso de la frenada regenerativa.
- Elaboración del diseño de otro convertidor a partir de la adaptación del modelo de control, que permita operar en otros rangos de tensiones, para la posibilidad del uso de las tomas trifásicas de tensión.
- Realización de un modelo matemático de baterías a partir de un circuito Thévenin compuesto por una resistencia interna y n asociaciones de circuitos RC que modelan el comportamiento de las baterías en distintas condiciones de temperatura, carga y envejecimiento.

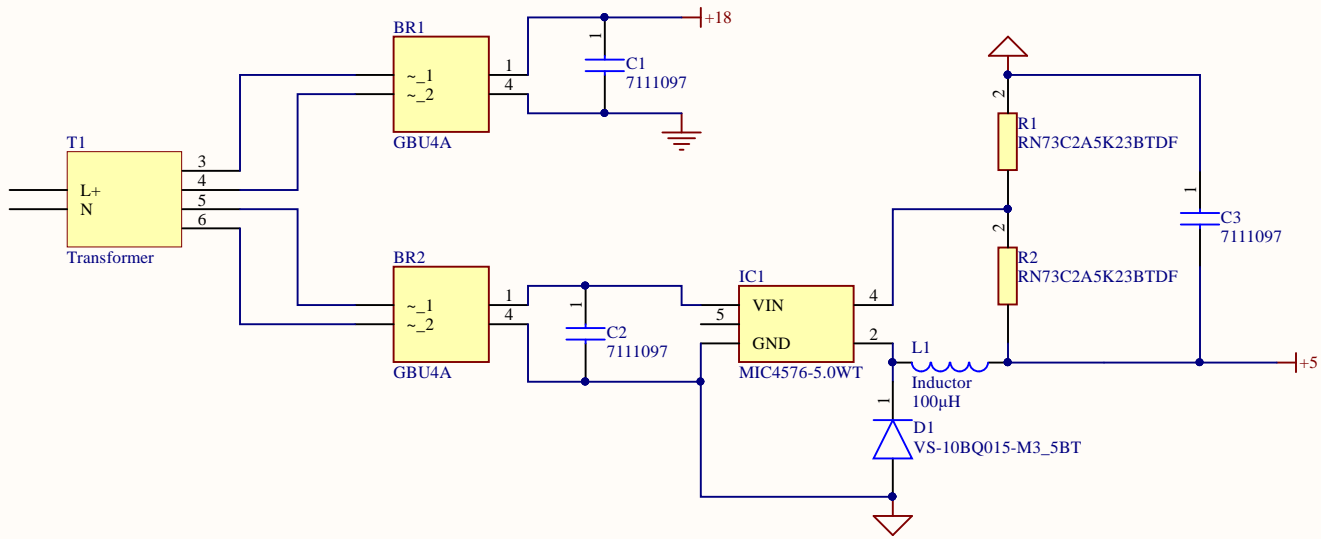
También hay que destacar en la propuesta de realización física del cargador una serie de consideraciones que no hemos tenido en cuenta en el desarrollo del estudio:

- La necesidad de un filtro de armónicos a la entrada del cargador para evitar las perturbaciones de la red, así como evitar perturbar la misma.
- El Diseño e implementación de una etapa PFC para la corrección del factor de potencia.
- Establecer un sistema de comunicación entre el cargador y el BMS de la batería para que el cargador pueda monitorizar las tensiones y temperatura de cada celda para cortar la carga en caso de que se alcancen valores no seguros.

- Programación del procesador de señales digitales debido al tiempo limitado del proyecto.

Anexos

1. Esquemático generación baja tensión.



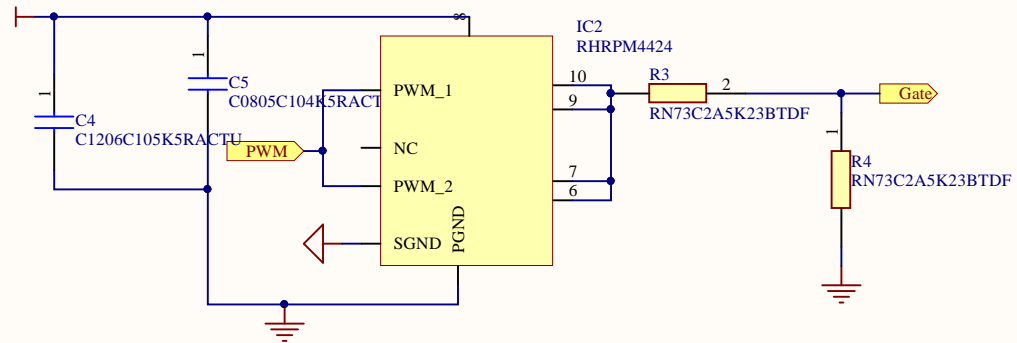
Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	27/04/2021	Sheet of
File:	C:\Users\...\CircuitoBajaTension.SchDoc	Drawn By:

VR?



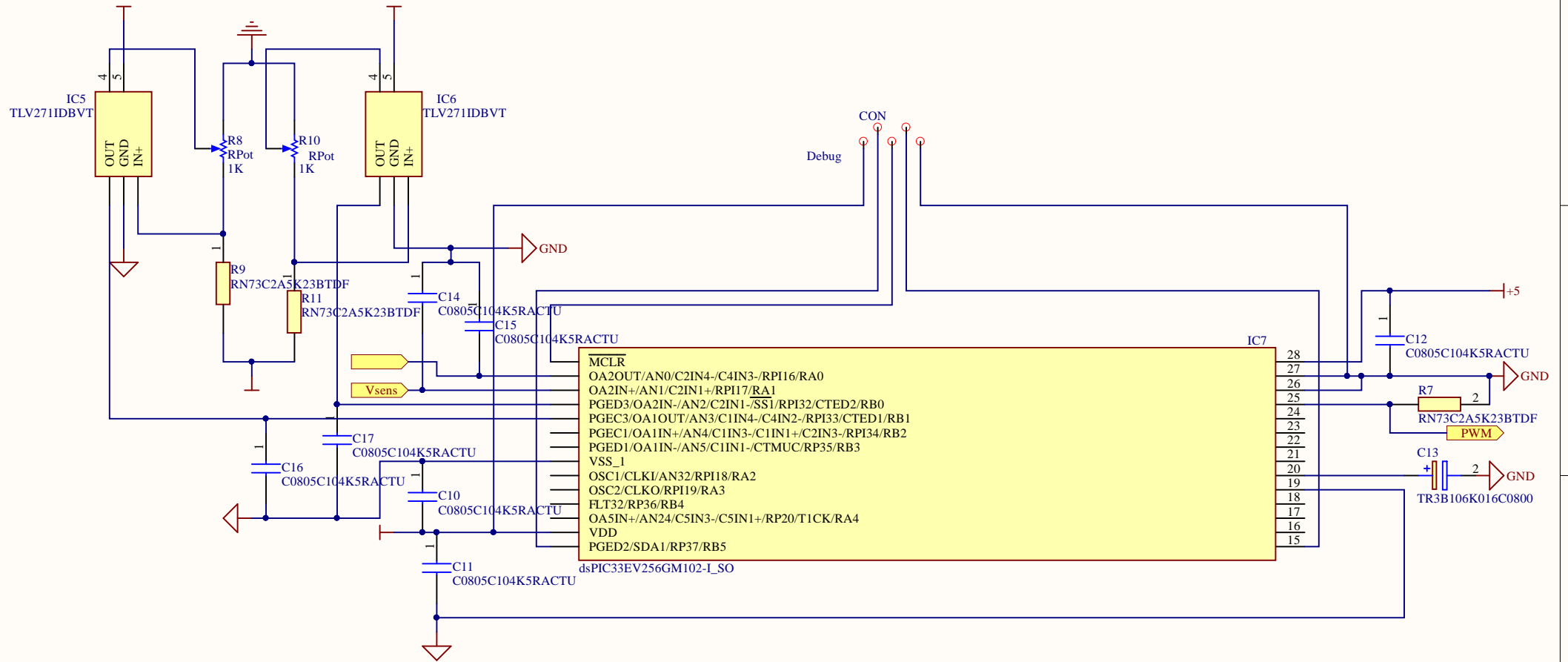
01A1A B28 A22I

2. Esquemático circuito de disparo



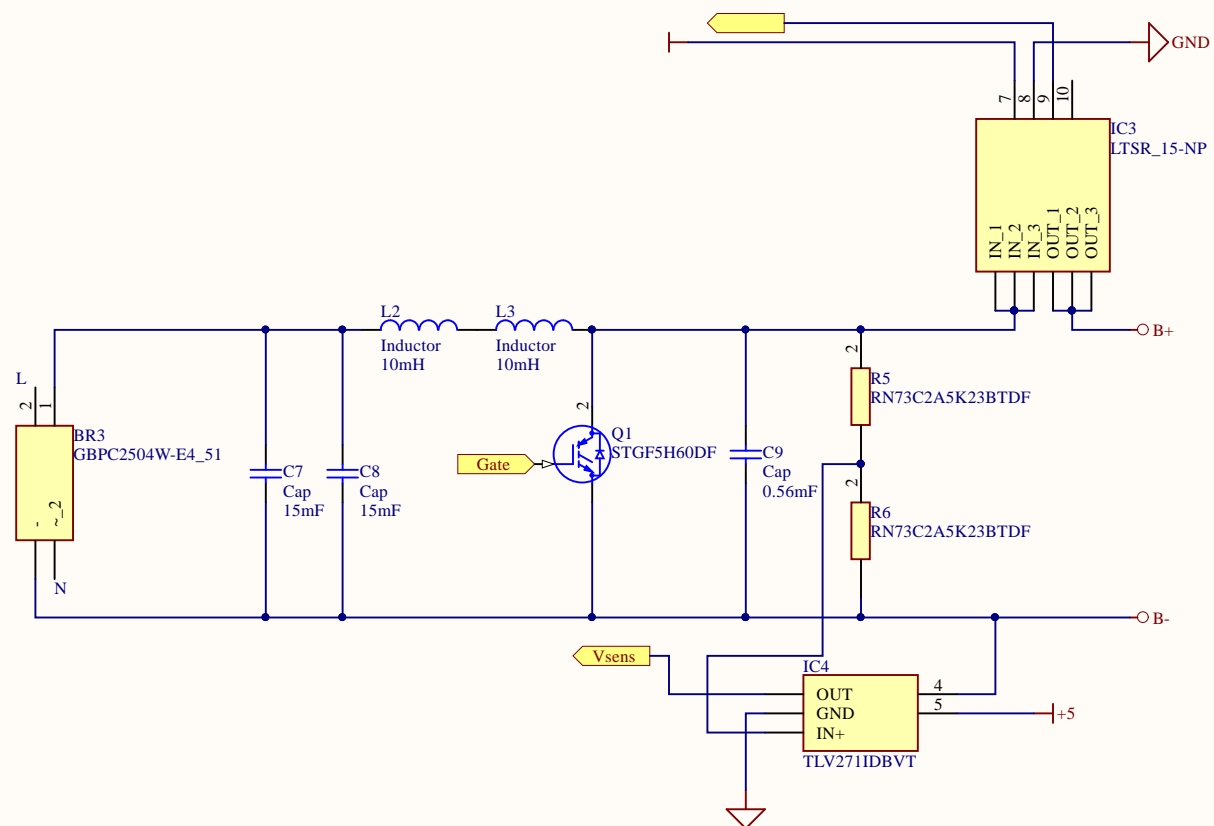
Title		
Size A4	Number	Revision
Date: 27/04/2021	Sheet of	
File: C:\Users\...\CircuitoDisparo.SchDoc	Drawn By:	

3. Esquemático DSP



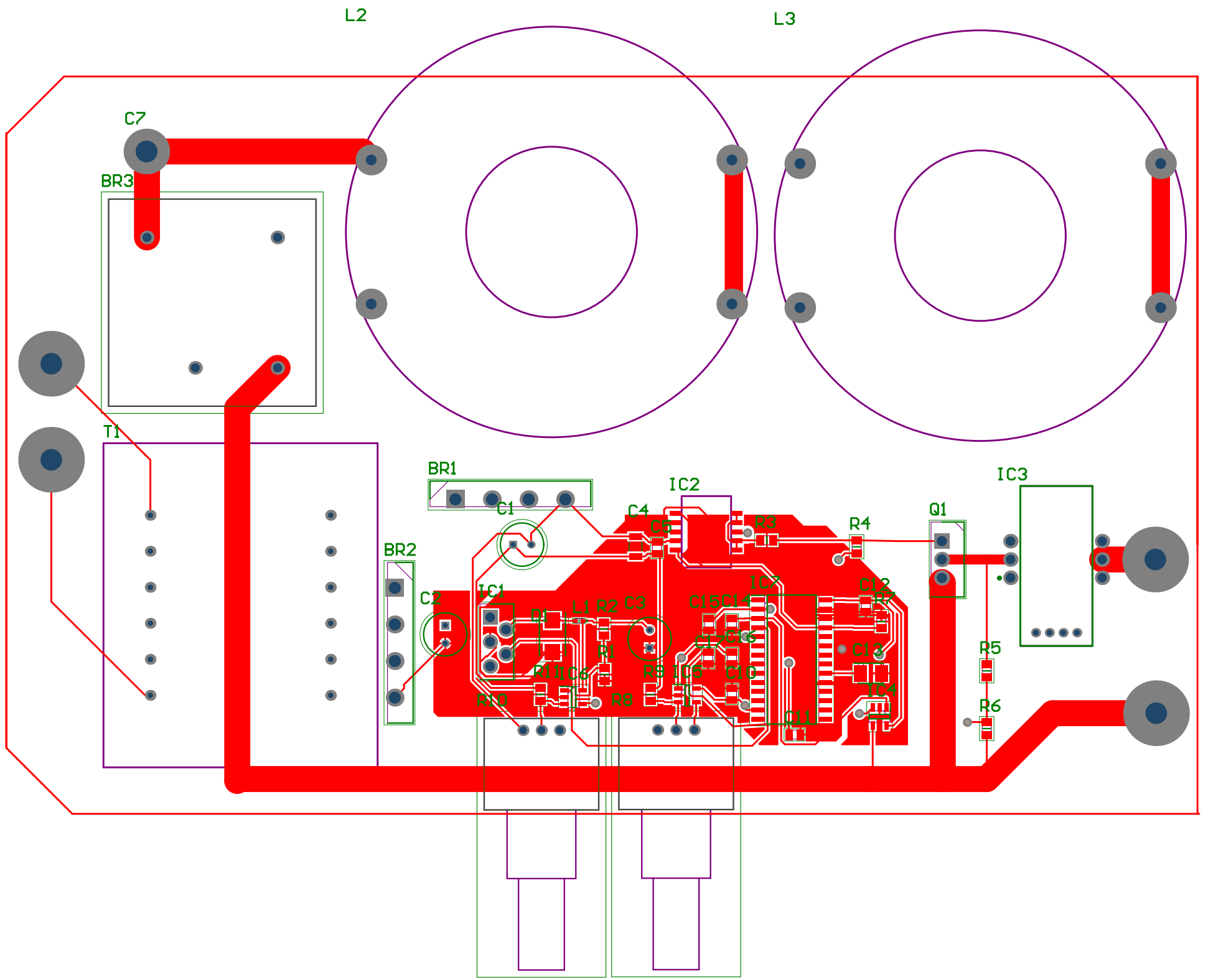
Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	27/04/2021	Sheet of
File:	C:\Users\...\DSP.SchDoc	Drawn By:

4. Esquemático circuito de potencia

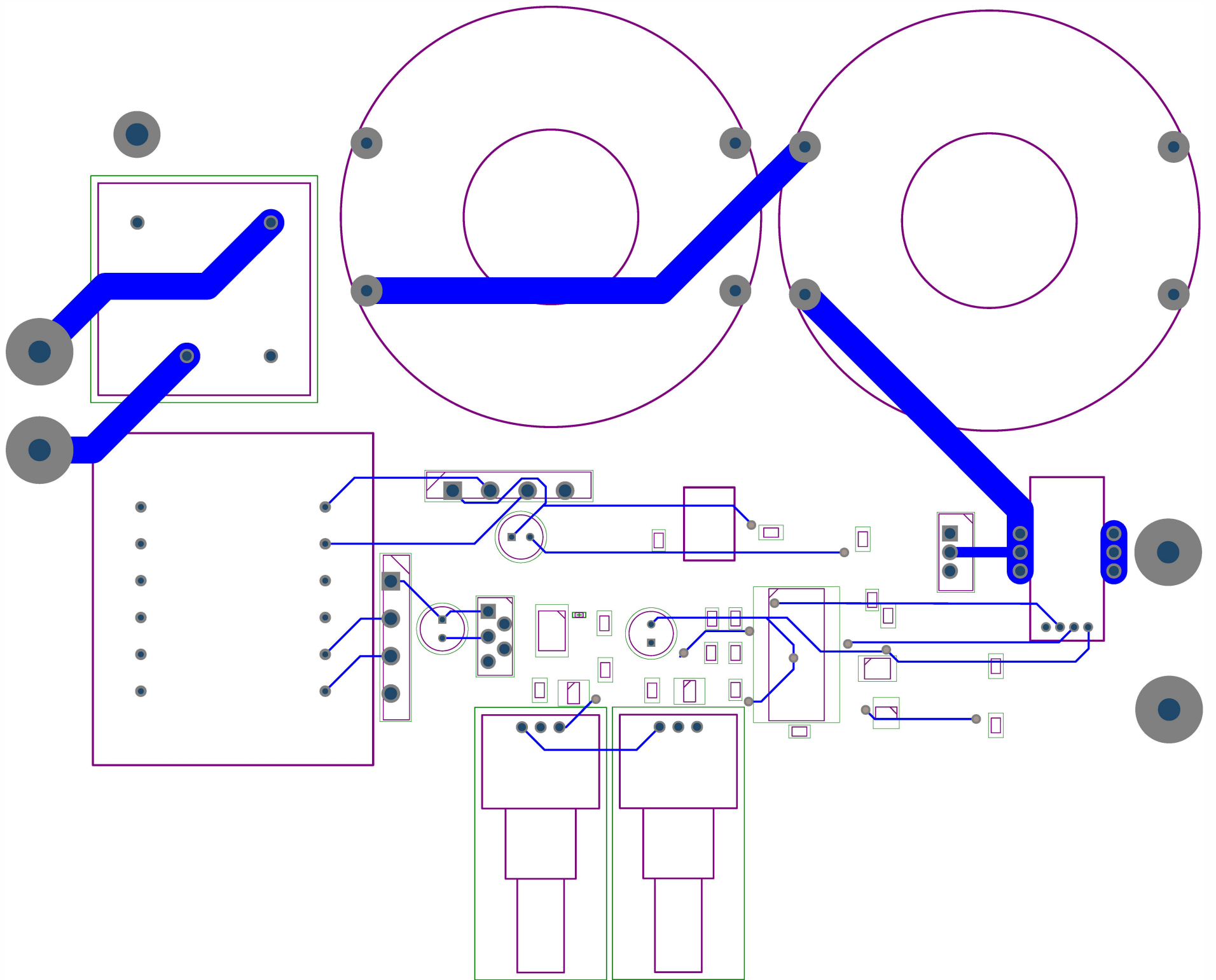


Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	27/04/2021	Sheet of
File:	C:\Users\...\Boost.SchDoc	Drawn By:

5. Layout PCB capa superior



6. Layout PCB capa inferior



Bibliografía

Battery university Learn About Batteries. <https://batteryuniversity.com/learn/>

Arnaldo Matute, William Bernal Suárez. Fuzzy Logic Techniques in Control Engineering.

Daniel Manrique Gamo, María del Carmen Suárez de Figueroa Baonza. Razonamiento con imprecisión: Lógica Borrosa

Daniel W. Hart. Electrónica de potencia.

Katsuhiko Ogata. Ingeniería de Control Moderna 3ª edición. Prentice Hall.

Freddy Fernando Valderrama, Henry Moreno C, Héctor Manuel Vega. Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia tipo DC-DC tipo boost.

Neethu Raj.R, Dr. N. Albert Singh, Dr. Purushothaman. Fuzzy controller for Boost DC-DC Converters.

N.F Nik Ismail, I. Musirin, R. Baharom, D. Johari Fuzzy Logic controller on DC/DC Boost Converter.

Rolando Alberto Maguiña Pérez. Sistemas de inferencia basados en Lógica Borrosa: Fundamentos y casos de estudio.