



**Universidad
de La Laguna**

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Trabajo de fin de Grado

***Diseño de un microinversor para un panel
fotovoltaico***

Autor: Sebastián Gabriel Vásquez Martínez

Tutor: Sergio Rodríguez Buenafuente

- Julio 2024 -

Resumen

En el presente trabajo se aborda el diseño de un microinversor para un panel solar, describiendo todas las etapas necesarias para que este funcione correctamente y profundizando en el funcionamiento de una célula solar desde el punto de vista eléctrico. El circuito se realizará mediante un convertidor DC/DC ó elevador Boost, un sistema de control por seguimiento MPPT y una etapa de inversión, con la idea de lograr extraer de la placa fotovoltaica la mayor potencia posible y un nivel de tensión en alterna mucho mayor al conseguido por el mismo panel. Como la idea de diseñar el microinversor puede ser demasiado extensa para un trabajo de fin de grado, este se centra en desarrollar las etapas más importantes, realizando comparativas, simulaciones de las mismas y dejando abiertas otras posibles líneas de trabajo a raíz de este.

Abstract

This work addresses the design of a microinverter for a solar panel, describing all the stages necessary for it to work correctly and delving into the operation of a solar cell from an electrical point of view. The circuit will be made using a DC/DC converter or Boost booster, an MPPT tracking control system and an inversion stage, with the idea of extracting the greatest possible power from the photovoltaic panel and a much higher AC voltage level. to that achieved by the same panel. As the idea of designing the microinverter may be too extensive for a final degree project, this focuses on developing the most important stages, making comparisons, simulations of them and leaving other possible lines of work open as a result of this.

Índice

1	Introducción	5
1.1	Objetivos y alcance	7
1.2	Planteamiento del trabajo	7
1.3	Planteamiento general del sistema	8
1.4	La célula solar	9
1.5	Funcionamiento de la célula solar	11
1.6	Punto de máxima potencia	12
1.7	Circuito equivalente de una célula solar	12
1.8	Influencia de la temperatura y la radiación	13
1.9	Punto caliente y diodo de paso	14
2	Panel solar empleado	15
2.1	Especificaciones del panel	15
2.2	Modelo de la célula solar a simular	17
3	Etapas de potencia	25
3.1	Comparativa de convertidores DC/DC no aislados.....	25
3.2	Convertidor DC/DC aislado Flyback.....	32
3.3	Selección del convertidor DC/DC	34
3.3.1	Requisitos del sistema de conversión	34
3.4	Ecuaciones de diseño del Flyback.....	35
3.4.1	Ecuaciones para la selección del interruptor.....	37
3.4.2	Ecuaciones para la selección del diodo	38
3.4.3	Ecuaciones para la selección del condensador	38
3.4.4	Calculo de la resistencia de entrada y salida del convertidor FLYback	39
3.5	Ecuaciones de diseño del Boost cuadrático alternativo (QBC2).....	39

3.5.1 Ecuaciones para seleccionar los elementos del QBC2	40
3.5.2 Ecuaciones para calcular las resistencias de entrada y salida del QBC2	43
3.6 Valores de los elementos pasivos para los convertidores	45
3.7 Selección del convertidor a implementar en el diseño	46
3.8 Diseño del transformador del Flyback	47
3.9 Simulación del circuito Flyback	51
3.9.1 Gate driver	52
3.9.2 Resultados de la simulación del Flyback	55
3.9.3 Elección de los elementos reales para el convertidor Flyback	58
4 Etapa de control y seguimiento del punto de máxima potencia.....	61
4.1 Alimentación del microcontrolador.....	62
4.2 Algoritmo MPPT	63
4.2.1 Selección y descripción del algoritmo MPPT a implementar	66
4.2.2 Algoritmo Perturba y Observa Rápido (Fast P&O)	68
4.3 Explicación del código P&O a implementar en el Arduino	69
5 Etapa de inversión	73
5.1 Topologías de inversores.....	74
5.1.1 Inversor en medio puente	75
5.1.2 Inversor Push-Pull	77
5.1.3 Inversor en Puente Completo o Puente H.....	78
5.1.4 Inversor ZSI (Z-Source Inverter)	80
5.1.5 Inversor QZSI (Quasi-Z-Source Inverter).....	81
5.2 Simulación del inversor.....	82
6 Resultados	88
7 Propuestas para futuros trabajos	90
8 Conclusiones.....	91

8.1 Conclusions	91
9 Referencias bibliográficas.....	89
10 Anexos.....	91
10.1 Documentación del panel solar proporcionado para el diseño.....	91
10.2 Componentes seleccionados para el FLYback.....	93
10.3 Circuitos LTSpice.....	106

1 Introducción

Ante los problemas que han sido generados por el ser humano respecto a la producción de gases nocivos liberados al medio ambiente, la contaminación de la capa de ozono, del aire y el excesivo uso de los derivados del petróleo para generar energía eléctrica, han llevado a buscar alternativas para generar dicha energía de distintas maneras, las cuales que no contaminen el medio ambiente en su proceso de producción. Una de esas alternativas empezó a surgir desde 1905, cuando Albert Einstein mostró como la idea de que las partículas de luz (los fotones) emitían electrones al ser absorbidos por algunos materiales debido al aporte energético de estos sobre el material. Este efecto fue llamado “efecto fotoeléctrico” y es el fundamento del funcionamiento del dispositivo del cual se hablará en toda la primera parte de este trabajo, la “célula solar” o “célula fotovoltaica”.

Una célula solar tiene la capacidad de generar energía eléctrica por medio de la incidencia de luz solar en ella, y al conectarlas de forma determinada a un circuito, se logra obtener unos niveles de voltaje y de corriente aprovechables para alimentar un sistema externo; esta sucesión de células conectadas entre sí se denomina generador fotovoltaico. Ahora bien, para obtener una señal de voltaje a partir de un generador fotovoltaico que se pueda conectar a la red eléctrica, es necesario realizar una transformación de la señal obtenida del generador, ya que la que este produce es una señal de corriente continua, siendo necesario invertirla y hacerla una señal de corriente alterna. De este proceso de inversión se encarga un dispositivo llamado “Inversor” ó “Microinversor”, dependiendo del fin de la aplicación, el cual permitirá al generador fotovoltaico conectarse a la red eléctrica o a un sistema eléctrico en concreto.

A diferencia de un inversor central, el cual se conecta tras una serie de paneles fotovoltaicos conectados en serie, el microinversor está diseñado para conectarse a un solo panel solar de manera individual, permitiéndole monitorizar el rendimiento del panel y la potencia extraída, y mediante un sistema de control, mantener el panel funcionando en su punto de máxima potencia.

La importancia de la implementación de sistemas fotovoltaicos en la actualidad, es la de reemplazar poco a poco los procesos que utilizan la quema de combustibles fósiles para generar energía eléctrica, y dar un salto a una nueva era de producción de energías renovables, la cual ya está en curso actualmente. En España el incremento de generación de energía fotovoltaica en la última década ha sido aproximadamente del 517,7 % entre el año 2010 y 2023 (Fig. 0), indicando que el auge de las energías renovables está en un aumento exponencial año tras año.

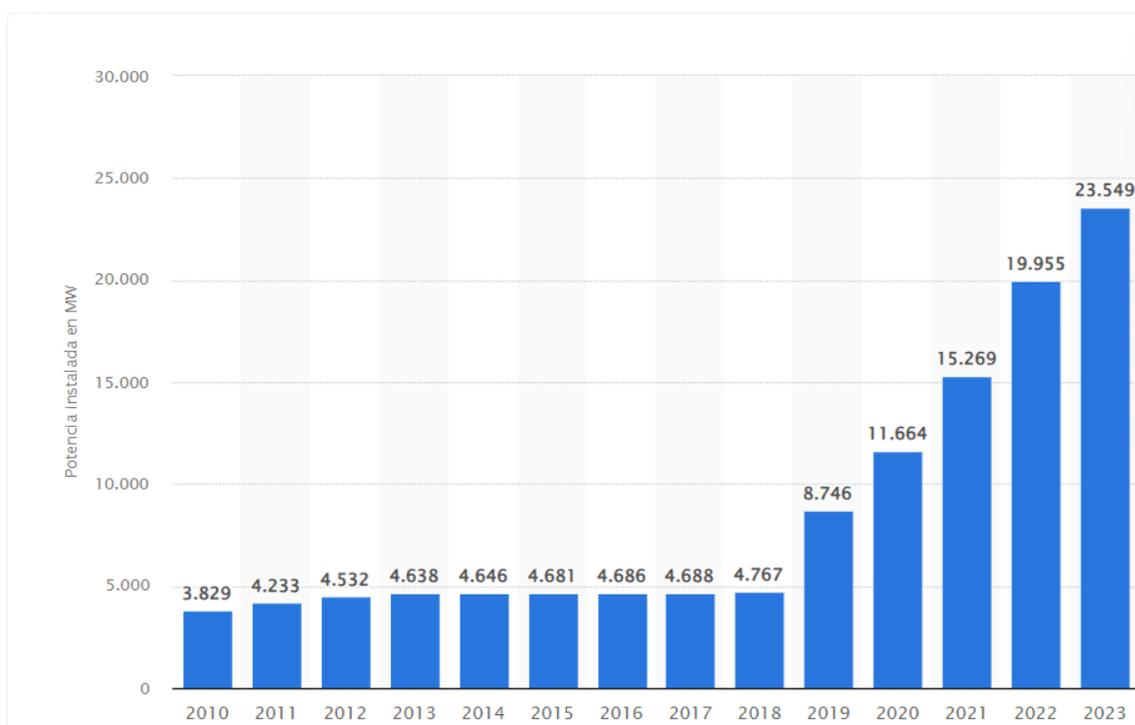


Fig. 0: Potencia solar fotovoltaica instalada en España entre el 2010 y el 2023 (en megavatios). Fuente: es.statista.com

La finalidad de este trabajo es la de profundizar en el diseño de un microinversor para un panel fotovoltaico concreto, donde se empezará definiendo varios conceptos básicos desde el punto de vista eléctrico del funcionamiento de la celda fotovoltaica, los circuitos de potencia, circuitería de control y los cálculos matemáticos necesarios, así como el empleo de los software y herramientas necesarias.

1.1 Objetivos y alcance

Debido al gran auge de las energías renovables actualmente y a la innovación en el campo de la energía fotovoltaica, el alcance de este proyecto tiene un horizonte incluso más allá que solo aprovechar la energía proveniente del sol, sino que también busca ser una alternativa que cuide el medio ambiente con una producción de energía eléctrica limpia y así poder reducir la cantidad excesiva de quema de combustibles fósiles destinados a la producción de dicha energía. Por ende, la capacidad de poder maximizar la potencia que se le extrae a un panel fotovoltaico y que esta pueda alimentar un sistema externo (sea una red eléctrica local, una red doméstica o una batería), es de suma importancia para la situación de emergencia ambiental actual en la que nos encontramos como sociedad.

Ahora bien, el objetivo principal del proyecto es el de realizar el diseño del microinversor para un panel solar específico que se tiene en la facultad, el TITAN S RSM-8-395M. Para ello primero se tendrá que estudiar el panel solar como un sistema aislado cuya entrada será la irradiancia solar que recibe y la salida el voltaje producido por el panel debido a esa irradiancia, para luego estudiar las etapas posteriores necesarias del microinversor, simularlo para observar su comportamiento eléctrico y a raíz de ello, poder definir qué uso se le dará al circuito una vez iniciado el período de diseño.

1.2 Planteamiento del trabajo

Para abordar el diseño presentado en este trabajo, se realizará primeramente un estudio detallado de toda la parte teórica y conceptos previos necesarios para poder analizar qué factores son determinantes a la hora de diseñar el microinversor. Seguidamente, para cada etapa se plantearán las necesidades para el diseño y qué requisitos tendrá que cumplir para los casos que se estudiarán. Por último se realizarán cálculos y simulaciones de cada etapa, se compararán los resultados con valores reales comerciales y se propondrán alternativas al diseño realizado, para así, luego unir todas

las partes diseñadas por separado, observar el resultado final del funcionamiento y sacar las conclusiones pertinentes del diseño logrado.

1.3 Planteamiento general del sistema

Para empezar con el estudio de nuestro sistema, se necesita tener claro que elementos serán necesarios para diseñar el microinversor. En primer lugar, se tendrá toda la estructura del sistema fotovoltaico comprendida principalmente por el panel solar. El estudio se basará principalmente desde un punto de vista eléctrico, por lo que todo se irá desarrollando desde los principios de funcionamiento de un panel solar desde el punto de vista electrotécnico. Ahora bien, a la salida de un panel solar se puede obtener una tensión entre un rango de unos 5 V hasta unos 50 V dependiendo del modelo, número de células y distribución de las mismas, de corriente continua (DC). Este voltaje no suele ser regular ni muy eficiente, debido a la naturaleza de la corriente generada, por ello, se recurre a elevar o disminuir dicho voltaje haciendo uso de un circuito elevador o reductor (Convertor DC/DC), y mediante un lazo de realimentación que compare la salida del convertor con la salida del panel solar, realizar un control para poder obtener una tensión de salida lo más estable posible. Dada la naturaleza de este control, se recurre a algoritmos llamados MPPT (Máximo Power Point Tracking), los cuales buscan mantener al panel solar trabajando en su punto óptimo.

Dicho convertor DC/DC entregará a la salida una tensión continua también de distinto nivel de voltaje a la de la entrada, en función de la necesidad a cubrir. Para este caso, la tensión habrá que elevarla hasta unos 400 V. Y por último, nos encontraremos con el elemento encargado de realizar la inversión de la señal que se tenga a la salida del convertor para obtener una corriente alterna a partir de una corriente continua, el inversor. Para dicho inversor, el diseño podrá variar dependiendo de las solicitudes finales del sistema, si se quiere conectar a la red eléctrica, habría que diseñarlo con un “enganche de fase” que le permitiera sincronizarse con la señal de la red eléctrica a 50 Hz, pero para este diseño no se tomará en cuenta ese último tramo por cuestiones de

agenda, por lo que nuestro diseño llegará hasta el inversor en sí. Por lo tanto, nuestro sistema a grande escala quedaría de la siguiente manera:

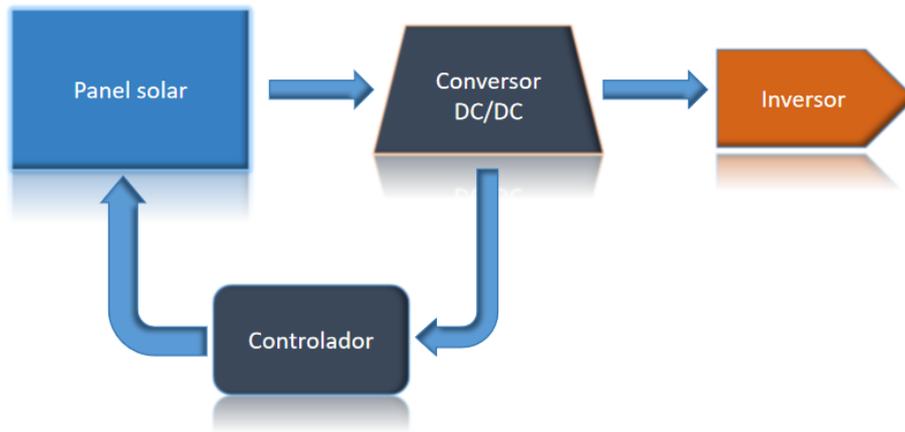


Fig. 1: Esquema general del sistema a diseñar.

1.4 La célula solar

Un generador fotovoltaico está constituido por una multitud de células conectadas entre sí. Estas células están hechas de un material semiconductor, los cuales poseen diversas propiedades que los hacen ideales para su fabricación. Una de estas propiedades es que poseen un umbral de conducción bajo, lo que significa que los electrones que poseen sus átomos pueden saltar de la banda de valencia a la banda de conducción con un pequeño aporte energético externo. Esta energía será la necesaria para romper los enlaces de los electrones y que estos queden libres en el material, los cuales podrán moverse mediante la acción de un campo eléctrico externo. Para evitar movimientos aleatorios de los electrones en el material y poder direccionarlos a conveniencia, se recurre a un mecanismo para lograr mantener la conducción eléctrica en el mismo material, dopando una zona con un material de tipo P y otra con material de tipo N, las cuales son impurezas añadidas al silicio para lograr que la zona dopada con el material tipo P tenga un exceso de “huecos” (falta de electrones para llenar la capa de valencia del átomo) y en la zona tipo N tenga un exceso de electrones libres (Fig. 1.1), haciendo que una vez superado el umbral del trabajo de extracción del material, los electrones fluyan de la zona N a la zona P. Para

la célula fotovoltaica, quien aportará la energía necesaria para romper dicha brecha umbral serán los fotones.

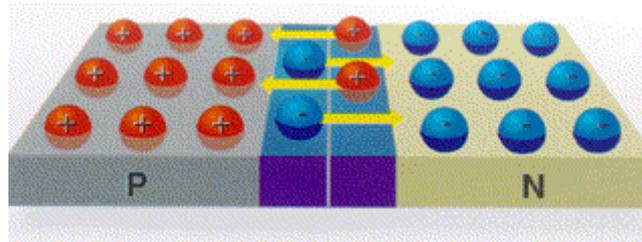


Fig. 1.1: Dopajes tipo P y N en un material semiconductor. Fuente: electrotismo.blogspot.com

Ahora, en una unión P-N iluminada existen dos corrientes de sentido opuesto y con orígenes diferentes. La corriente de iluminación o también llamada fotocorriente, la cual es debida a la incidencia de fotones en el material y que es aprovechada para alimentar un circuito externo; y por otra parte está la corriente de oscuridad o corriente de diodo, la cual es debida a la recombinación de portadores en el material, es favorecida por la tensión en el circuito externo y circula en sentido opuesto a la fotocorriente. Ambas corrientes se expresan mediante la ecuación (1):

$$I = I_L - I_0 \left[\exp\left(\frac{V}{m * V_T}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

Donde: I_L = fotocorriente.

I_0 = corriente de diodo.

m = factor de idealidad del diodo (entre 1 y 2).

V = tensión aplicada al diodo.

V_T = potencial térmico (para $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$, $V_T = 25,85 \text{ mV}$)

1.5 Funcionamiento de la célula solar

En la ecuación (1) se describe la corriente en una célula solar como un balance entre la fotocorriente y la corriente de oscuridad, que a su vez depende de la tensión aplicada en los terminales del dispositivo. Cuando esta tensión es nula, la célula está en cortocircuito y la corriente producida es debida exclusivamente a la fotocorriente. El valor de la corriente permanece casi constante hasta las cercanías del valor de tensión en el que el diodo empieza a conducir. A partir de este punto, la corriente disminuye hasta alcanzar un valor nulo, donde la fotocorriente y la corriente de oscuridad quedan compensadas (célula en circuito abierto). Estos dos puntos extremos quedan definidos por dos parámetros: la corriente de cortocircuito (I_{sc}) y la tensión de circuito abierto (V_{oc}).

I_{sc} se calcula imponiendo en la ecuación (1) $V = 0$, obteniendo:

$$I_{sc} = I(V = 0) = I_L$$

Mientras que V_{oc} se calcula condicionando $I = 0$, obteniendo:

$$V_{oc} = V(I = 0) = m \frac{k * T_c}{e} \ln \left(\frac{I_L}{I_0} + 1 \right) \quad (2)$$

Reescribiendo la ecuación (1) en función de estos dos parámetros, se obtiene la ecuación (3):

$$I = I_{sc} \left[1 - \exp \left(\frac{e(V_{oc} - V)}{m * k * T_c} \right) \right] \quad (3)$$

1.6 Punto de máxima potencia

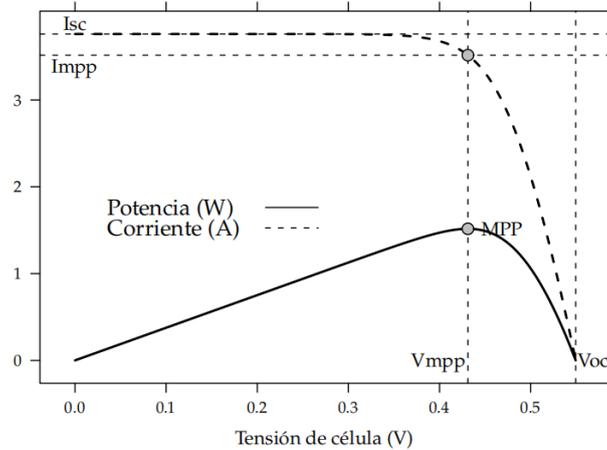


Fig. 1.2: Curvas corriente/tensión y potencia/tensión de una célula solar indicando el punto de máxima potencia.

Fuente: O. Perpiñán [1].

En la Fig. 1.2 se observa la curva corriente/tensión superpuesta a la curva potencia/tensión de una célula solar. Se puede observar que esta última posee un máximo absoluto el cual es denominado punto de máxima potencia (Mpp por sus siglas en inglés), el cual se localizará imponiendo la condición $\frac{dP}{dV} = 0$. La potencia en este punto se considera como la potencia nominal y la potencia máxima alcanzable $P_{mpp} = I_{mpp} * V_{mpp}$. En este punto también se cumple que:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \quad (4)$$

1.7 Circuito equivalente de una célula solar

Para analizar cómo se comporta una célula solar eléctricamente, se suelen utilizar modelos equivalentes y alternativos a la ecuación (3). La fotocorriente generada es modelada como una fuente de corriente y la corriente de oscuridad se representa con un diodo. Adicional a estas, se incluyen dos resistencias, una en serie y una en paralelo,

para modelar los efectos de las pérdidas reales, las cuales no están incluidas en la ecuación (2).

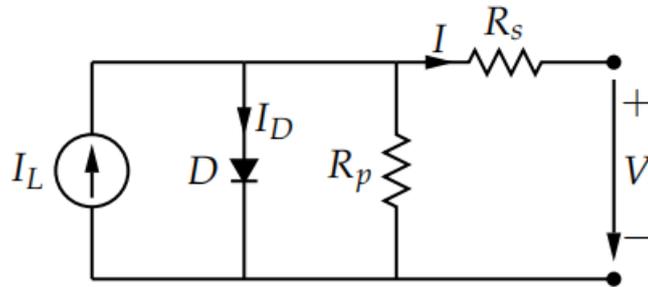


Fig. 1.3: Modelo eléctrico equivalente de una célula solar. Fuente: O. Perpiñán [1].

La resistencia en serie (R_s) es debida a los contactos metálicos con el semiconductor, a las capas semiconductoras y a la malla de metalización. La resistencia en paralelo (R_p) describe las fugas de corriente en los bordes de la célula, los posibles cortocircuitos metálicos y la recombinación de portadores en las fronteras del dispositivo. Si se reescribe la ecuación (2) considerando todas las condiciones de operación y las resistencias serie y paralelo, obtenemos una expresión la cual describe el comportamiento de la célula solar, esta ecuación se conoce como curva característica de la célula solar (5):

$$I = I_{sc} \left[1 - \exp\left(\frac{V - V_{oc} + I * R_s}{m * V_T}\right) \right] \quad (5)$$

1.8 Influencia de la temperatura y la radiación

También será preciso considerar la influencia de la temperatura del ambiente y la iluminación incidente en la célula para comprender correctamente el funcionamiento de la misma.

El aumento de la temperatura ambiente estrecha el salto entre la banda de valencia y la de conducción, es decir, disminuye la energía umbral para que los electrones puedan moverse de forma libre en el material, por ende, esto aumenta

ligeramente la fotocorriente y reduce la tensión de circuito abierto según el valor de $\frac{dV_{oc}}{dT_c}$, el cual es habitual emplear para células de silicio cristalino de:

$$\frac{dV_{oc}}{dT_c} = -2,3 \frac{mV}{^{\circ}C} \quad (6)$$

Así mismo, también disminuye la eficiencia según la relación (7):

$$\frac{d}{dT_c} = -0,4 \frac{\%}{^{\circ}C} \quad (7)$$

Eso en cuanto a la temperatura ambiente en la cual se encuentre trabajando el panel. Por otra parte, la fotocorriente es proporcional a la intensidad de la radiación incidente así como lo representa la ecuación (8):

$$I_{sc}(X) = X * I_{sc} \quad (8)$$

Y la tensión tiene una dependencia logarítmica con la iluminación que viene dada por la expresión (9):

$$V_{oc} = V_{oc1} + \frac{m * k * T_c}{e} * \ln(X) \quad (9)$$

1.9 Punto caliente y diodo de paso

Ahora bien, al tener una agrupación de células fotovoltaicas formando un módulo fotovoltaico, las células trabajan y alcanzan distintos niveles de fotocorriente entre sí, sea por avería de una célula o por sombreado, esto hace que algunas de las células disipen potencia en lugar de entregarla, convirtiéndose en cargas en lugar de generadores, lo cual aumenta considerablemente la temperatura de estas células, volviéndolas un “punto caliente” dentro del módulo, pudiendo dañar gravemente los encapsulados y los materiales.

Por ende, para proteger las células sombreadas, es necesario colocar un camino alternativo para la corriente y así evitar que las células afectadas por estos fenómenos trabajen como receptores de potencia de las demás. Este camino se construye con un

diodo de paso conectado en paralelo con las agrupaciones de células a proteger. En los módulos comerciales se suele emplear un diodo de paso cada 18 o 20 células, dependiendo del fabricante.

2 Panel solar empleado

El panel solar sobre el cual se trabajará será el TITAN S RSM-8-395M, fabricado por Risen Energy Co. LTD. Dicho panel ha sido adquirido por la Universidad para proyectos fotovoltaicos educativos y realizar pruebas reales de diseños como el elaborado en este trabajo. Este panel posee 120 células solares distribuidas en una matriz de 5x12+5x12 (60 en serie en paralelo con otras 60 en serie), el cual tiene una potencia nominal de 395 W y tres diodos de paso tipo Schottky.

2.1 Especificaciones del panel

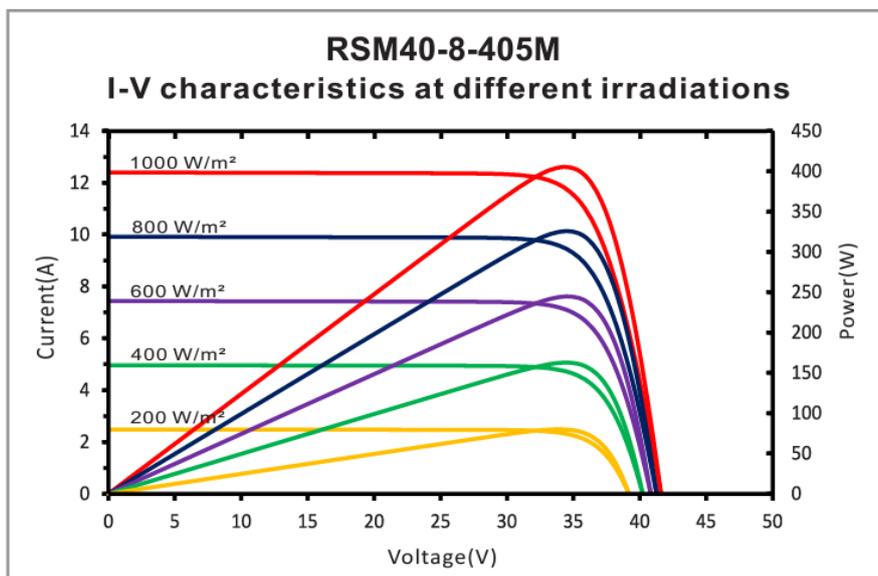
Los datos generales del panel solar se encontrarán proporcionados por el fabricante en su página web y se pueden consultar en el anexo . Las características donde pondremos especial atención, será en las características eléctricas las cuales se pueden observar en la Fig. 1.4, donde solo nos interesa los datos de la primera columna, en vista que es el modelo que se tiene.

Información del Producto		Perfil de la Empresa				
Características del Producto						
No. de Modelo	RSM40-8-395M	RSM40-8-400M	RSM40-8-405M	RSM40-8-410M	RSM40-8-415M	RSM40-8-420M
Garantía						
Garantía de Producto	12 Años					
Garantía de energía	10 años de 90% potencia de salida, 25 años de 84,8% potencia de salida					
Características Eléctricas en STC						
Potencia Máxima (Pmax)	395 Wp	400 Wp	405 Wp	410 Wp	415 Wp	420 Wp
Tensión en el Punto de Máxima Potencia (Vmax)	34,14 V	34,39 V	34,64 V	34,89 V	35,14 V	35,38 V
Corriente en el punto de máxima potencia (Imax)	11,58 A	11,64 A	11,7 A	11,76 A	11,82 A	11,88 A
Tensión en Circuito Abierto (Voc)	41 V	41,3 V	41,6 V	41,9 V	42,2 V	42,49 V
Corriente de cortocircuito (Isc)	12,27 A	12,34 A	12,4 A	12,47 A	12,53 A	12,59 A
Eficiencia	20,5 %	20,8 %	21,1 %	21,3 %	21,6 %	21,8 %
Tolerancia de Potencia (+)	+ 3 %	+ 3 %	+ 3 %	+ 3 %	+ 3 %	+ 3 %

Condiciones de prueba estándar (STC): Masa de aire AM 1.5, radiación 1000W/m², temperatura de célula 25°C.

Fig. 2.4: Características eléctricas en STC del panel RSM40-8-395M de Risen Energy. Fuente: Risen Energy.

Así mismo, se proporcionan las curvas características del panel para distintos valores de irradiancia y temperatura (Fig. 1.5), donde se observa la variación de eficiencia para las distintas condiciones ambientales en las que se puede encontrar el dispositivo.



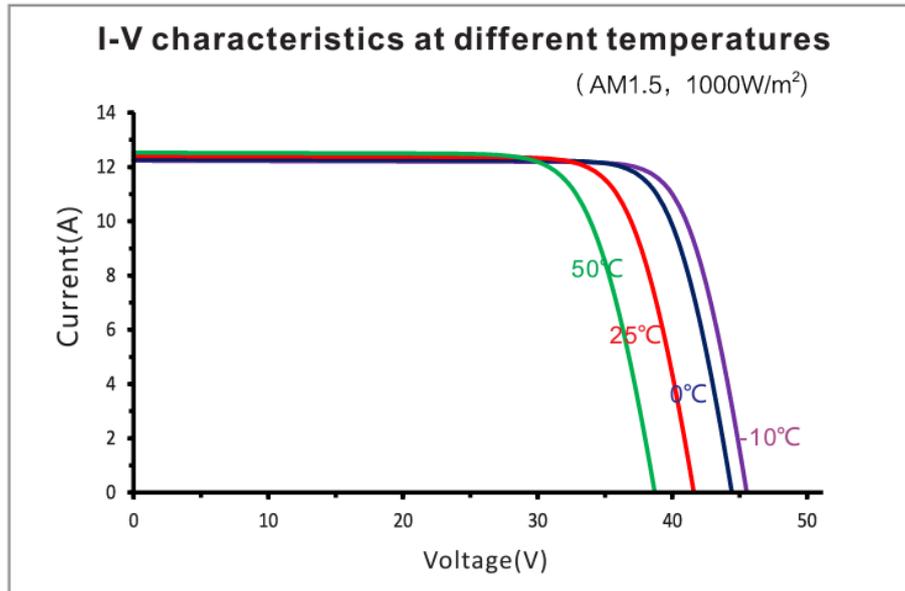


Fig. 1.5: Curvas características del panel solar RSM40-8-395M. Arriba: Curva intensidad y potencia/voltaje del panel para distintos valores de irradiancia. Abajo: Curva intensidad/voltaje del panel para distintos valores de temperatura. Fuente: Risen Energy.

2.2 Modelo de la célula solar a simular

Para poder observar el comportamiento eléctrico de todos los subsistemas, se utilizará el software LTSpice como simulador para los circuitos. Para el caso de la célula solar, el circuito a modelar será el visto en la Fig. 1.3, el cual se reproducirá como aparece reflejado en la Fig. 1.6, donde se aprecia que la fuente de corriente I_L correspondiente a la fotocorriente la cual vendrá controlada por el puerto IRR el cual simulará la irradiancia que recibe la célula solar por medio de una fuente de tensión externa. Los puertos (+) y (-) de la célula serán los bornes a través de los cuales circula la corriente eléctrica en la célula. También encontraremos la resistencia en serie R_s , la resistencia en paralelo R_p y el diodo D para dar conocimiento de la corriente de oscuridad.

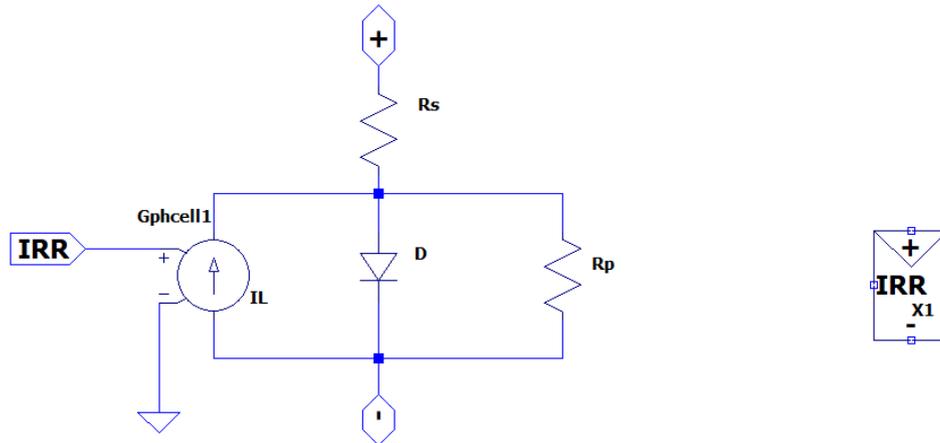


Fig. 1.6: Modelo equivalente de la célula solar en LTSpice. Izquierda: Circuito equivalente. Derecha: Bloque de subcircuito creado para simplificar el uso del mismo.

Una vez se tiene el esquema, hay que insertar los parámetros de nuestro panel solar en la simulación para poder validar el modelo y verificar que los datos corresponden con los datos reales proporcionados por el fabricante. Para ello, se introducirán los valores de los componentes en función de los parámetros que se tendrán del fabricante y se tendrán en cuenta algunas ecuaciones ya vistas así como algunas constantes a tomar en cuenta.

DATOS CELDA/PANEL

Corriente de corto circuito [A] .param Isc=12.27
 Tensión de circuito abierto [V] .param Voc=41
 Corriente en el punto de máxima potencia [A] .param Imp=11.58
 Tensión en el punto de máxima potencia [V] .param Vmp=34.14
 Potencia máxima [W] .param Pmax=Imp*Vmp=395
 Variación de Isc con la temperatura [A/°C] .param ki=0.0004
 Variación de Voc con la temperatura [V/°C] .param kv=-0.0025
 Número de celdas en serie por rama .param ns=60
 Número de ramas de celdas en paralelo .param np=2

PARÁMETROS FIJOS

Cte. de Boltzman [J/C] .param k=boltz
 Carga fundamental [C] .param q=echarge
 Tensión termica [V] .param Vt=k*(Tcell-kelvin)/q
 Tensión térmica STC [V] .param Vt25=k*(25-kelvin)/q
 Radiación std [W/m²] .param Gstc=1000.0001

PARÁMETROS VARIABLES

Coef. de difusión .param a=1
 Radiación incidente [W/m²] .param G=1000
 Temperatura de la celda [°C] .temp 25
 Resistencia serie [Ohm] .param Rsp=15m
 Resistencia paralelo [Ohm] .param Rshp=1k
 .param Rsh=Rshp/ns

ECUACIONES

.param Tcell= Tamb+(TONC-20)/800*G
 .param Tamb=25
 .param TONC=20

.param Vcell=Voc/ns*(1+(Tcell-25)*kv)
 .param Io=(Isc/np-Vcell/Rsh)/(exp(Vcell/a/Vt)-1)*(1+(Tcell-25)*ki)
 .model dpanel d(IS=Io N={N(panel)} XTI=0 EG=0)
 .param Iph=Isc/np/Gstc*(1+(Tcell-25)*ki)

.func N(tipo) {if(tipo,{a*ns},{a})}
 .func ARs(tipo) {if(tipo,{Rsp},{Rs})}
 .func ARsh(tipo) {if(tipo,{Rshp},{Rsh})}
 .param panel=0

.param Tcell=25

Se alimenta con una fuente de tensión de valor 6 [W/m²]

Modelo de panel con todas sus celdas en serie.

Fig. 1.7: Modelo de la célula solar con los parámetros y ecuaciones a implementar para su correcta simulación.

En la primera sección se observa que se encuentran todos los parámetros aportados por el fabricante, parámetros fijos y los parámetros variables (Fig. 1.8), los cuales nos permitirán obtener las curvas características del panel lo más parecida a las reales posibles. También tendremos que utilizar algunas otras constantes y asumir los valores de irradiancia y temperatura en condiciones normales.

	DATOS CELDA/PANEL
Corriente de corto circuito [A]	.param Isc=12.27
Tensión de circuito abierto [V]	.param Voc=41
Corriente en el punto de máxima potencia [A]	.param Imp=11.58
Tensión en el punto de máxima potencia [V]	.param Vmp=34.14
Potencia máxima [W]	.param Pmax=Imp*Vmp=395
Variación de Isc con la temperatura [A/°C]	.param ki=0.0004
Variación de Voc con la temperatura [V/°C]	.param kv=-0.0025
Número de celdas en serie por rama	.param ns=60
Número de ramas de celdas en paralelo	.param np=2
	PARÁMETROS FIJOS
Cte. de Boltzman [J/C]	.param k=boltz
Carga fundamental [C]	.param q=echarge
Tensión térmica [V]	.param Vt=k*(Tcell-kelvin)/q
Tensión térmica STC [V]	.param Vt25=k*(25-kelvin)/q
Radiación std [W/m ²]	.param Gstc=1000.0001
	PARÁMETROS VARIABLES
Coef. de difusión	.param a=1
Radiación incidente [W/m ²]	.param G=1000
Temperatura de la celda [°C]	.temp 25
Resistencia serie [Ohm]	.param Rsp=15m
	.param Rs=Rsp/ns
Resistencia paralelo [Ohm]	.param Rshp=1k
	.param Rsh=Rshp/ns

Fig. 1.8: Sección de datos para la simulación (datos de la celda y panel, parámetros fijos y variables para la simulación).

Este modelo será utilizado para crear el panel solar a partir de una matriz de células solares, donde según las indicaciones del fabricante, se tendrán dos grandes grupos con 60 células en serie cada uno, ambos grupos se conectarán en paralelo entre sí y tendremos 3 diodos de paso a colocar. Ya que el fabricante no facilita ningún tipo de información respecto a estos diodos, se tomarán para la simulaciones diodos ideales. Los puertos (+) y (-) de la célula indican la polaridad de la misma mientras que el puerto IRR es el que nos permite simular la irradiancia que recibirá dicha célula. Como en condiciones reales, las células reciben sombra o luz en grupos y no de forma puntual por lo general, se conectarán los puertos IRR por módulos, tanto para simplificar las pruebas como la complejidad del diseño, quedando así solo 6 entradas de irradiancia a nuestro panel. Como se observa en la Fig. 1.9, el panel fue creado con módulos de 20 células en serie por cada fuente IRR, con un total de 6 módulos y sus 3 diodos de paso; y

seguidamente, se creo un subcircuito para poder simplificar el uso del panel solar en las próximas simulaciones.

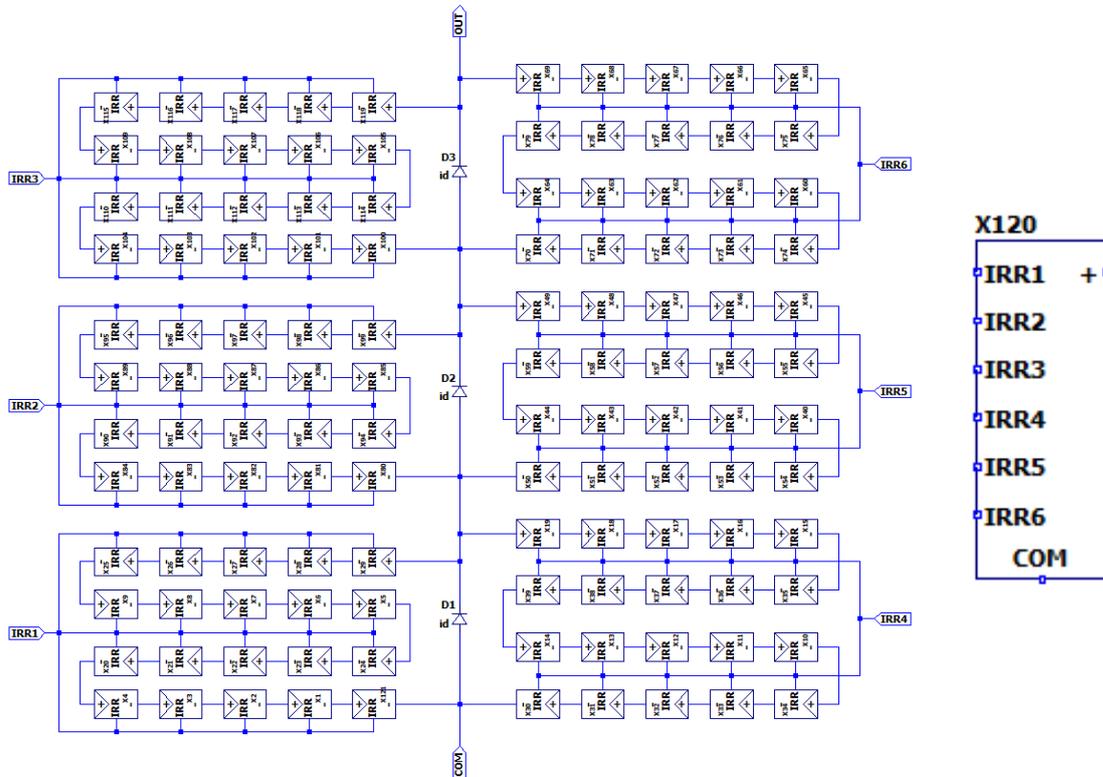


Fig. 1.9: Modelo del panel solar. Izquierda: Matriz de células solares formando nuestro panel solar a simular. Derecha: Subcircuito del panel solar para simplificar su uso posterior.

Llegados a este punto, solo hace falta simular el bloque que se tiene considerando todas las IRR iguales (irradiancia incidente: $G = 1000 \text{ W}/\text{m}^2$), utilizando una fuente de 1 V a la salida para poder observar la potencia y un diodo que impida que la potencia y corriente se hagan negativas (Véase Fig. 1.9.1), así se obtienen las características P-V e I-V del panel (Fig. 2).

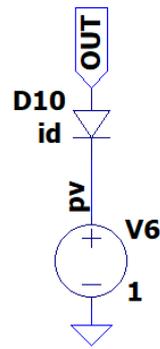


Fig. 1.9.1: Configuración a la salida del panel para poder visualizar las curvas características de este.

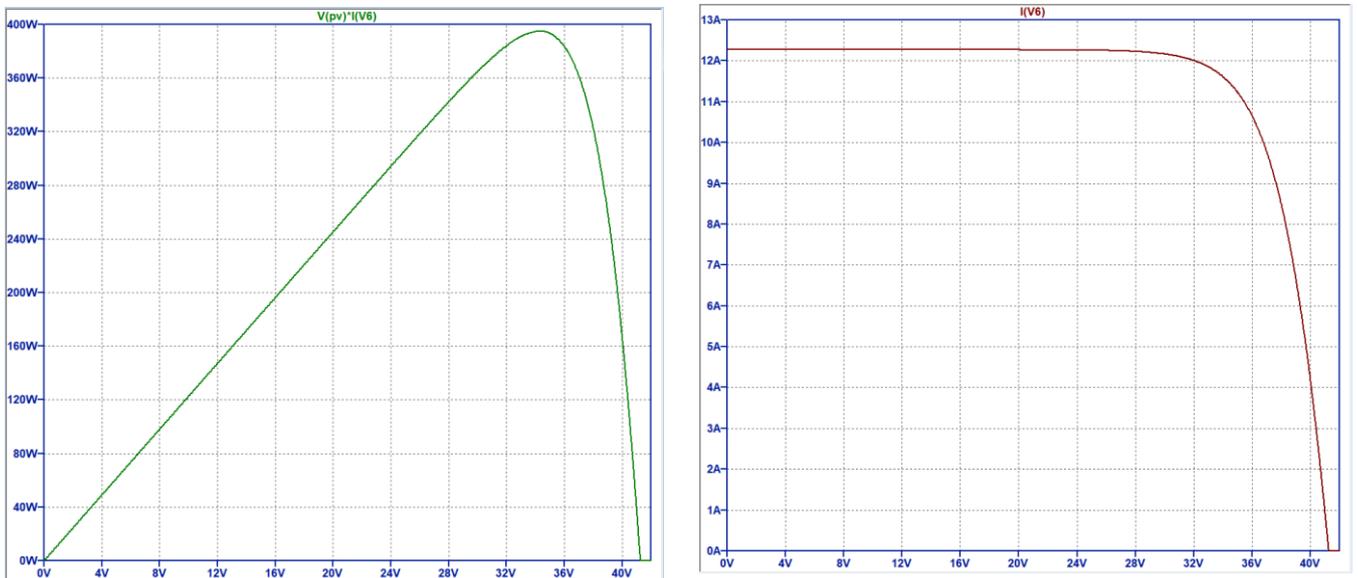


Fig. 2: Características P-V (izquierda) e I-V (derecha) del panel solar simuladas en LTSpice.

Como se observa, en la curva P-V (Fig.2), el valor del punto de máxima potencia coincide con el proporcionado por el fabricante, que son 395 W (véase Fig. 1.4). Ahora bien, los análisis paramétricos que nos permitirán calcular las resistencias R_s y R_p por tanteo son los siguientes:

Análisis para la variación de R_s
`.step param n_Rsp 1m 2 100m`
`.step param n_Rsp 30m 310m 40m`
`.step param n_Rsp 160m 180m 2m`
`.step param n_Rsp 166m 168m 0.5m`

Análisis para la variación de R_p
`.step param n_Rshp 1 5000k 400K`
`.step param n_Rshp 500 5k 500`
`.step param n_Rshp 20k 35k 1k`

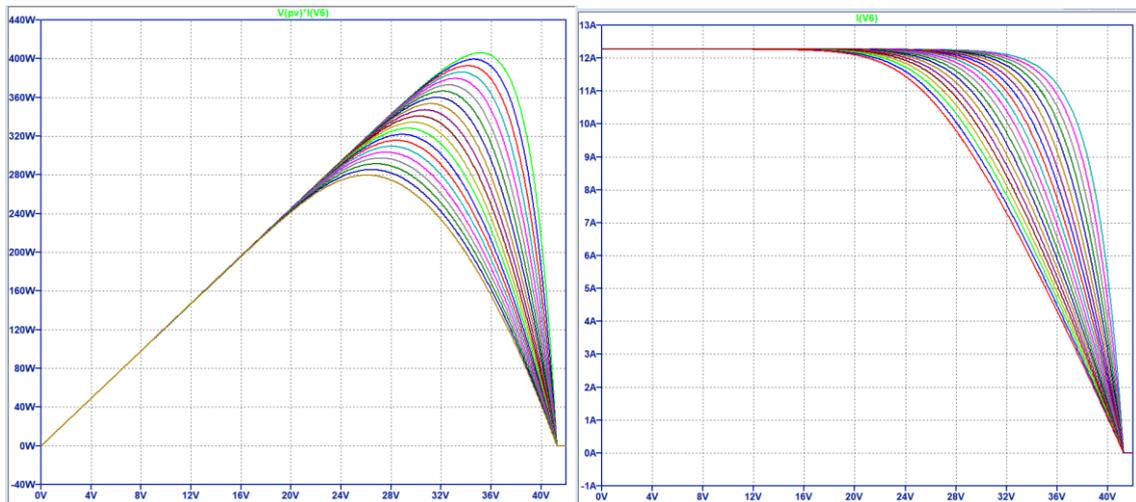


Fig. 2.1: (izquierda): Análisis paramétrico sobre el efecto de la variación de R_p . 1 (derecha): Análisis paramétrico sobre el efecto de la variación de R_s

Ejecutando las primeras líneas de estos análisis paramétricos de R_s y R_p , se obtienen los resultados de la figura 2.1. El resto de las directivas de análisis paramétricos de LTSpice serán necesarias para encontrar el mejor valor posible de los parámetros R_s , R_p y α . Realmente al ejecutar cada línea no se aprecia casi variación de los valores de los parámetros, pero una vez ejecutados todos los análisis, el valor óptimo encontrado para R_s es de 167 m Ω y para R_p su valor óptimo encontrado es de 28 k Ω .

En el modelo de Spice se ha llamado " α " al coeficiente de idealidad del panel, que como su nombre lo indica, intenta idealizar el comportamiento de los diodos que definen las células solares, que si realizamos un análisis paramétrico de este con algunos valores, se obtienen los resultados observados en la figura 2.2.

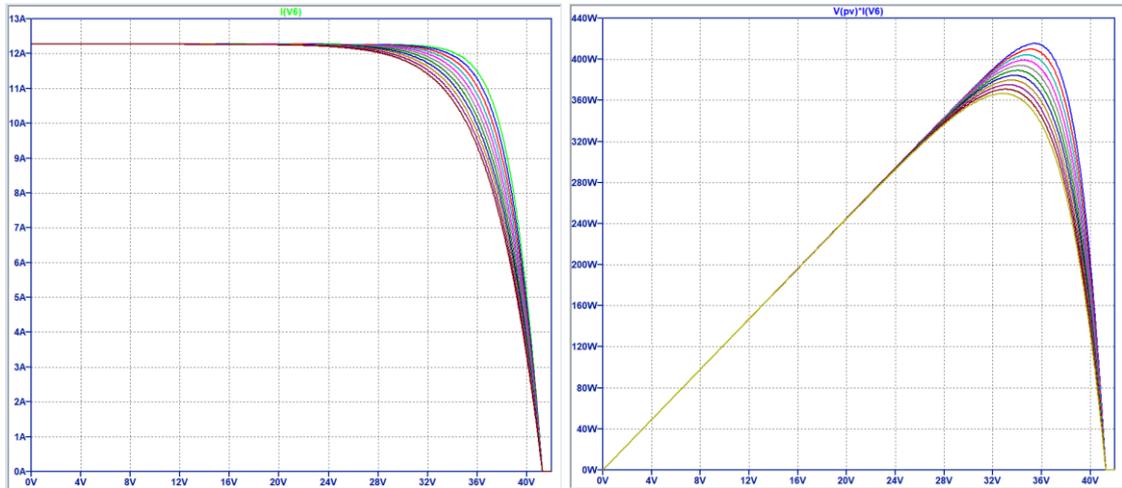


Fig. 2.2: Análisis paramétrico para observar el efecto de la variación del coeficiente de idealidad del diodo de la célula solar.

Análisis para la variación de "a"
.step param n_a 1.0 2.0 0.1
.step param n_a 1.3 1.5 0.02

Una vez visto las curvas características del panel y su variación con distintos parámetros, se procederá a anotar en una tabla la comparativa entre los valores simulados (Fig. 2.3) y los valores proporcionados por el fabricante vistos en la figura 1.4.

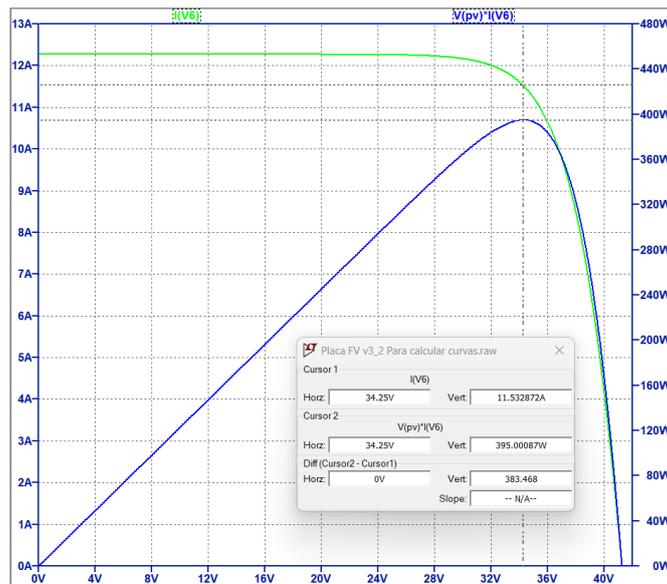


Fig. 2.3: Resultados de la simulación de las curvas características del panel solar.

	Modelo LTSpice	Valores proporcionados por el fabricante	Error (%)
$I_{sc}(A)$	12,25	12,27	0,16 %
$V_{oc}(V)$	41,30	41,00	0,73 %
$V_{mpp}(V)$	34,25	34,14	0,29 %
$I_{mpp}(A)$	11,53	11,58	0,43 %
$P_{mpp}(W)$	395,00	395,00	0,00 %

Ya visto y comprobado que los valores simulados corresponden bastante bien con los valores reales del panel, se procede a realizar un análisis paramétrico sobre el efecto del sombreado en la placa, por lo que del esquema de la figura 1.9, se variará el valor de irradiancia de una de las fuentes IRR de nuestra simulación utilizando un parámetro llamado "Gsombra_1", el cual se aplicará de la siguiente manera:

Análisis para la variación de la irradiancia
.step param Gsombra_1 208.5 209 0.05
.step param Gsombra_1 1000 600 100
.step param Gsombra_1 1000 100 100

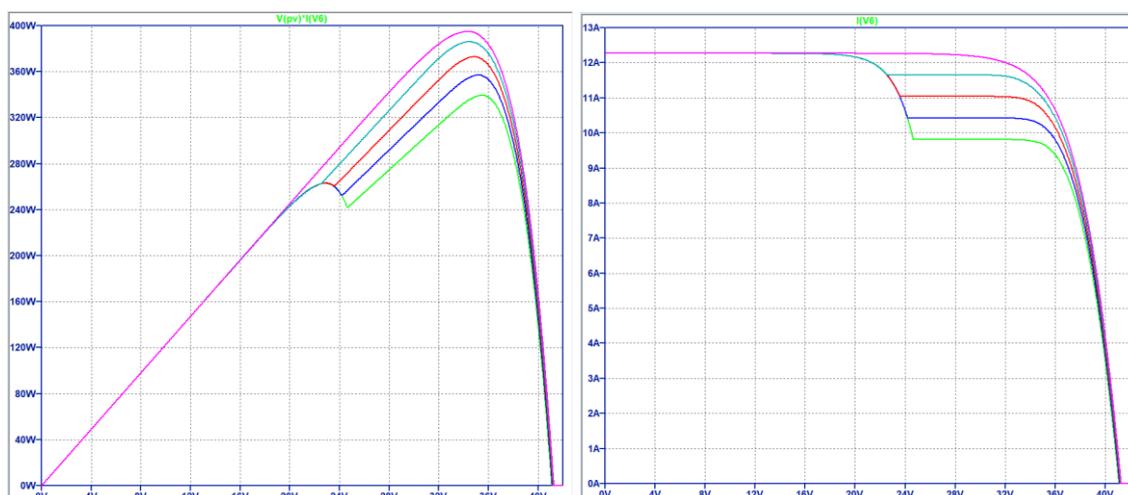


Fig. 2.4: Análisis paramétrico del efecto de la sombra sobre uno de los módulos del panel fotovoltaico variando con distintos valores de irradiancia. Izquierda: efecto en la curva P-V. Derecha: Efecto en la curva I-V.

Y una vez aplicados a la simulación, se obtienen las curvas de la figura 2.4, donde se observa esa deformación en las curvas mientras menor sea la irradiación que incide sobre los módulos, provocando una caída significativa en el rendimiento y en la potencia máxima que puede suministrar el panel.

3 Etapa de potencia

Una vez visto el funcionamiento del panel solar y habiendo montado y simulado el modelo a partir de los datos reales que se tienen los cuales han sido proporcionados por el fabricante, se procede a diseñar la etapa siguiente que va directamente conectada a la salida del panel, la cual corresponde a la etapa de potencia. Esta etapa para un panel solar está constituida por un circuito elevador/reductor o conversor DC/DC, y un sistema de control para mantener el panel trabajando en su punto de máxima potencia. Los circuitos elevadores o convertidores DC/DC, son dispositivos que convierten una señal de nivel de voltaje a otro, funcionando como un transformador de corriente continua y son capaces de modificar su impedancia de entrada variando su ciclo de trabajo, lo cual significa que pueden actuar como etapa de adaptación de impedancias entre el generador fotovoltaico y la carga. Al existir una gran variedad de convertidores DC/DC, se hará una comparativa entre las distintas topologías de convertidores para evaluar los rendimientos, ventajas y desventajas de cada uno y así seleccionar el más óptimo a implementar en el diseño.

3.1 Comparativa de convertidores DC/DC no aislados

Lo primero será hacer una revisión y un estudio de las distintas topologías de convertidores DC/DC que se pueden encontrar. La figura 3.1 muestra una comparativa entre las ganancias frente a los ciclos de trabajo de cada uno de los convertidores acá estudiados, pudiendo dar una visión general de dicha comparativa:

- Convertidor Boost: Esta es la configuración más clásica de un convertidor elevador. Como su nombre lo indica, este proporciona una tensión continua

a la salida mayor que en la entrada. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que posee elementos que almacenan energía e interruptores de alta frecuencia de conmutación, por lo tanto, serán interruptores semiconductores. Como se observa en la figura 2.5, el convertor Boost se construye con una bobina conectada en serie a la fuente de tensión de entrada, un interruptor, un diodo y un condensador en las posiciones en las que se muestran.

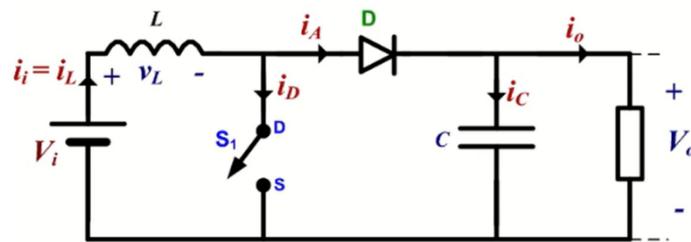


Fig. 2.5: Circuito elevador tipo Boost (configuración clásica).

Este circuito tiene una ganancia (A) en tensión dada por la ecuación (10.1):

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (10.1)$$

Siendo D el ciclo de trabajo del convertor, el cual se define como:

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} = 1 - \frac{V_{mpp}}{V_o} = 1 - \frac{34,14 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 0,9147 \quad (10.2)$$

Como se observa en la figura 3.1, la ganancia en tensión del Boost aumenta rápidamente para valores del ciclo de trabajo por encima de 0,9. Esto indica que para valores de $D > 0,9$, cualquier variación en el valor del ciclo de trabajo por más pequeña que sea, producirá cambios muy significativos en la tensión de salida aún si la tensión de entrada se mantuviese constante; esto hace que la salida del sistema sea muy difícil de controlar y que sea muy sensible a las perturbaciones, dando una salida muy inestable. Para evitar esto, se impondrá un límite de $D_{m\acute{a}x} = 0,8$, haciendo que la salida sea lo más controlable posible frente a los cambios del ciclo de trabajo del convertor. Por ende, como tenemos que $D = 0,9147 > D_{m\acute{a}x} = 0,8$, el Boost clásico no será una buena elección para nuestro diseño.

- Convertor Buck-Boost: Este circuito proporciona un nivel de tensión a la salida mayor o menor al de la entrada, por lo que funciona como elevador y como reductor a la vez. Su esquema se puede observar en la figura 2.6.

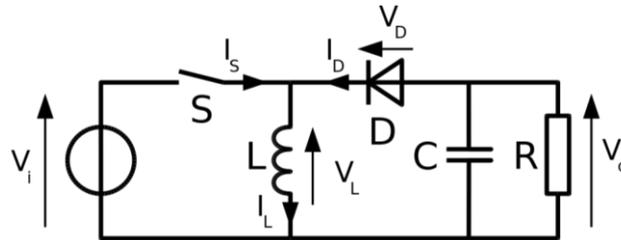


Fig. 2.6: Circuito elevador/reductor tipo Buck-Boost.

Como se observa, este convertor tiene el mismo número de elementos que un Boost clásico solo que dispuestos en distintas posiciones, lo cual hará que su funcionamiento cambie así como sus ecuaciones. Por una parte, tenemos la relación de ganancia en tensiones dada por la ecuación (11.1):

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{1-D} \quad (11.1)$$

Y el ciclo de trabajo D viene expresado por la ecuación (11.2):

$$D = \frac{|V_o|}{|V_o| + V_i} = \frac{400}{400 + 34,14} = 0,92 \quad (11.2)$$

Siendo este ligeramente mayor que el del convertor Boost. Añadido a esto, los convertidores DC/DC que tienen el conmutador a la entrada del circuito, los cuales desconectan y conectan repetidas veces la salida de la etapa anterior son perjudiciales para los paneles solares, ya que los picos de corriente que surgen al conectar el panel los absorbe directamente este mismo, pudiendo calentarse demasiado y llegando a averiarlo. Por lo tanto, siguiendo el mismo criterio anterior, $D = 0,92 > D_{m\acute{a}x} = 0,8$, este convertor no es apto para nuestro diseño.

- Convertor Cúk: Este es un circuito elevador-reductor como lo es el Buck-Boost, a diferencia que este posee dos bobinas y dos condensadores, aumentando la complejidad que los anteriores dos. Su principio de

funcionamiento es que almacena la energía en los condensadores e invierte la tensión de salida respecto a la de entrada. En la figura 2.7 se observa el esquema de un convertor Cúk

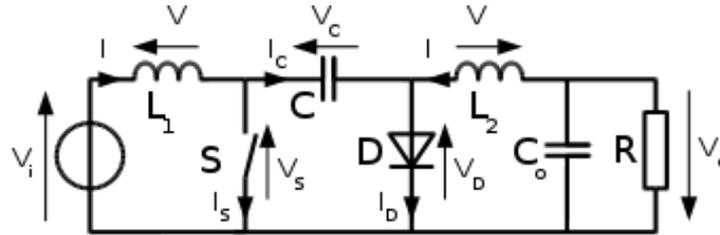


Fig. 2.7: Circuito elevador tipo Cúk

La ganancia en tensión para este circuito viene dada por (12.1):

$$A = \frac{D}{1 - D} \quad (12.1)$$

Para los valores que tenemos, el ciclo de trabajo vendría siendo (12.2):

$$D = \frac{|V_o|}{|V_o| + V_i} = \frac{400}{400 + 34,14} = 0,92 \quad (12.2)$$

Y cumpliendo nuevamente que $D = 0,92 > D_{m\acute{a}x} = 0,8$, tampoco es un circuito óptimo para realizar nuestro diseño.

- Convertor SEPIC: Este circuito proviene de un convertor Boost, por lo que realizará la función de elevador pero un poco más complejo. Este también posee dos bobinas y dos condensadores y su principio de funcionamiento radica en el almacenamiento de la energía en las bobinas

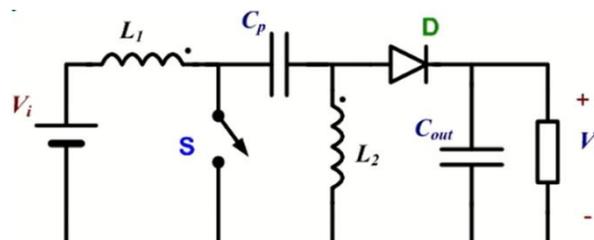


Fig. 2.8: Circuito convertor tipo SEPIC.

Debido a que la configuración es muy parecida al Cúk, solo que cambia la posición del diodo D con la bobina L_2 , la ganancia y el ciclo de trabajo se mantienen iguales que a las ecuaciones (12.1) y (12.2):

$$A = \frac{D}{1 - D}$$

$$D = \frac{|V_o|}{|V_o| + V_i} = \frac{400}{400 + 34,14} = 0,92$$

Por consiguiente, tampoco será un buen convertor a implementar para nuestro diseño.

- Circuitos Boost en cascada: Una primera solución por la que se puede intentar optar para la utilización del Boost clásico, es colocar varios en cascada. Esto realmente supone una desventaja en forma general, primero por el aumento de elementos en la etapa de potencia, aumentando las pérdidas por efecto Joule, complicando el diseño de la etapa de control ya que habría que sincronizar todos los elementos de conmutación de cada Boost, aumentando los costos y reduciendo el rendimiento por cada Boost en cascada colocado. Sin embargo, estas topologías bien diseñadas pueden suponer un aumento en la eficiencia del sistema, por lo que no hay que descartarlas del todo.

Para dos Boost en cascada, la ganancia en tensión sería (13.1):

$$A = \frac{1}{1 - D} * \frac{1}{1 - D} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (13.1)$$

El ciclo de trabajo quedaría de la siguiente manera:

$$\frac{V_o}{V_{mpp}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \rightarrow D = 1 - \sqrt{\frac{V_{mpp}}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{34,14 V}{400 V}} = 0,7079$$

Este valor de ciclo de trabajo se encuentra por debajo del límite establecido, por lo que en primeras instancias, puede ser un candidato para el diseño; sin embargo, las desventajas antes mencionadas incluyendo la cercanía del ciclo de trabajo al ciclo de trabajo máximo impuesto, nos llevan a buscar otras opciones

- Circuito Boost cuadrático: Este circuito tiene una configuración como la observada en la figura 2.9. comprende de tres diodos, dos condensadores y dos bobinas, por lo que supera en número de componentes a los demás tipos de convertidores anteriormente vistos exceptuando al Boost en cascada. Su mayor relevancia frente a este último, es que al implementar un solo interruptor, simplifica bastante el circuito de control e implementa un menor número de componentes.

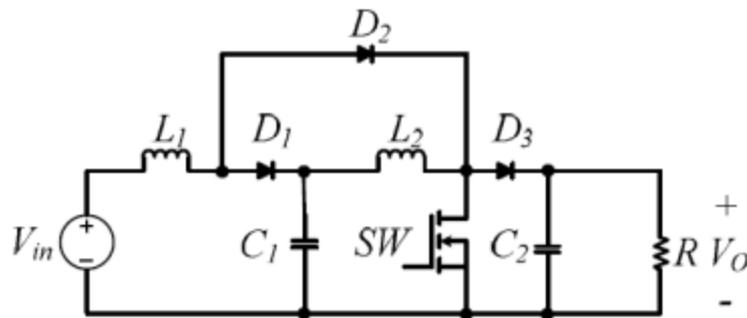


Fig. 2.9: Circuito convertidor tipo Boost cuadrático.

La ganancia en tensión de este convertidor coincide con la ganancia de los dos Boost en cascada anteriormente estudiados (ecuación 13.1):

$$A = \frac{V_o}{V_{mpp}} = \frac{1}{(1 - D)^2}$$

Por ende, el ciclo de trabajo también se mantiene igual:

$$\frac{V_o}{V_{mpp}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \rightarrow D = 1 - \sqrt{\frac{V_{mpp}}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{34,14 \text{ V}}{400 \text{ V}}} = 0,7079$$

Por lo tanto, entre el Boost en cascada y el Boost cuadrático, este último es una opción mucho más factible por lo antes comentado, menor número de componentes significando menos pérdidas, mayor simplicidad en el circuito de control y mayor rendimiento para un mismo ciclo de trabajo. Sin embargo, el ciclo de trabajo sigue manteniéndose muy cercano al máximo establecido.

- Boost cuadrático alternativo (QBC2 por sus siglas en inglés “Quadratic Boost Converter”): Este circuito alternativo (figura 3) ha sido presentado por dos investigadores que tienen diversos trabajos relacionados con el estudio de convertidores DC/DC cuadráticos y en cascada, así como un libro llamado “Advanced DC/DC converters”, ellos son Fang Lin Luo y Hong Ye.

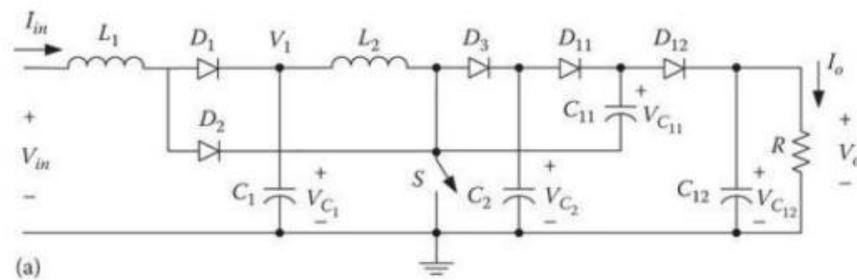


Fig. 3: Circuito elevador Boost cuadrático alternativo QBC2. Fuente: Advance DC/DC converters by F.L. Luo and H.Ye [4].

Dicho convertidor alternativo presenta una mayor complejidad respecto a los otros estudiados en cuestión de cantidad de componentes y deducción de las ecuaciones de diseño. Aun así, es de especial interés su estudio en vista que su ganancia en tensión está multiplicada por un factor de 2 frente a la del circuito Boost cuadrático, quedando una ganancia y un ciclo de trabajo para unas condiciones estándar de trabajo y con el panel funcionando en su punto de máxima potencia como se observa a continuación:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{(1 - D)^2} \quad (14.1)$$

$$D = 1 - \sqrt{\frac{2 * V_{mpp}}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{2 * 34,14 V}{400 V}} = 0,5868 \quad (14.2)$$

Por lo que con las condiciones impuestas a partir del estudio de la figura 3.1 ($D_{m\acute{a}x} = 0,8$), con este se dispondrá de un rango para el ciclo de trabajo mucho mayor hasta alcanzar el límite establecido, siendo el mejor candidato hasta el momento para el diseño.

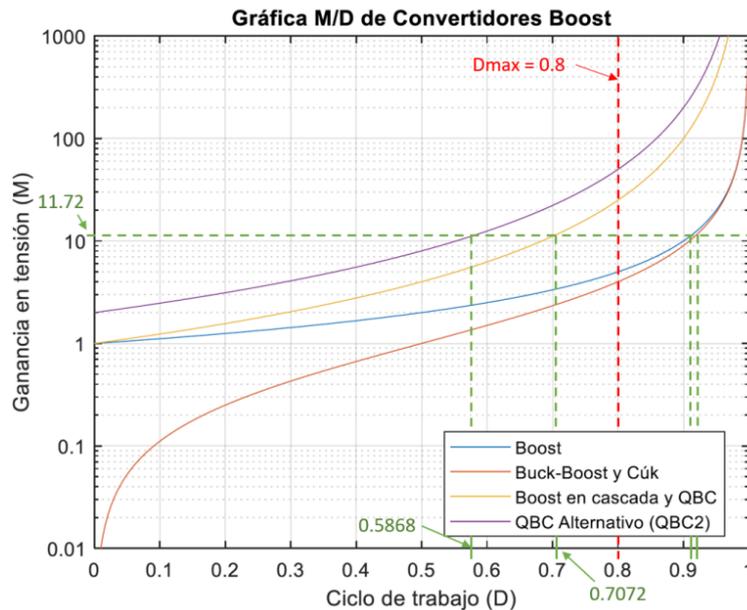


Fig. 3.1: Comparativa de las ganancias en tensión vs. ciclo de trabajo de cada convertidor estudiado.

3.2 Conversor DC/DC aislado Flyback

Dentro de los convertidores aislados, el circuito flyback es uno de los circuitos que ha sido implementado en microinversores comerciales como el de Texas Instrument (figura 3.2) los cuales están diseñados para conectarse a la red eléctrica, por lo tanto, la experiencia de uso que tiene nos lleva a estudiarlo para valorar si es óptimo o no para el diseño.

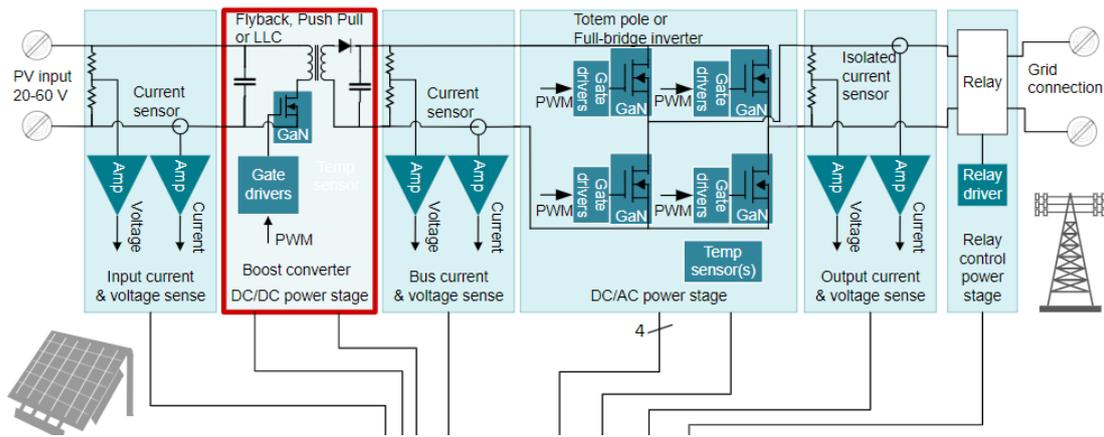


Fig. 3.2: Microinversor diseñado por Texas Instrument donde se utiliza un flyback como convertor DC/DC. Fuente: Texas Instrument.

El esquema del circuito de un flyback es el mostrado en la figura 3.3. Este posee solo una inductancia, un condensador, un diodo, un conmutador y el transformador, teniendo menos componentes que el Boost cuadrático, disminuyendo las pérdidas en principio pero introduciendo a su vez algunos efectos parásitos por el núcleo de hierro del transformador.

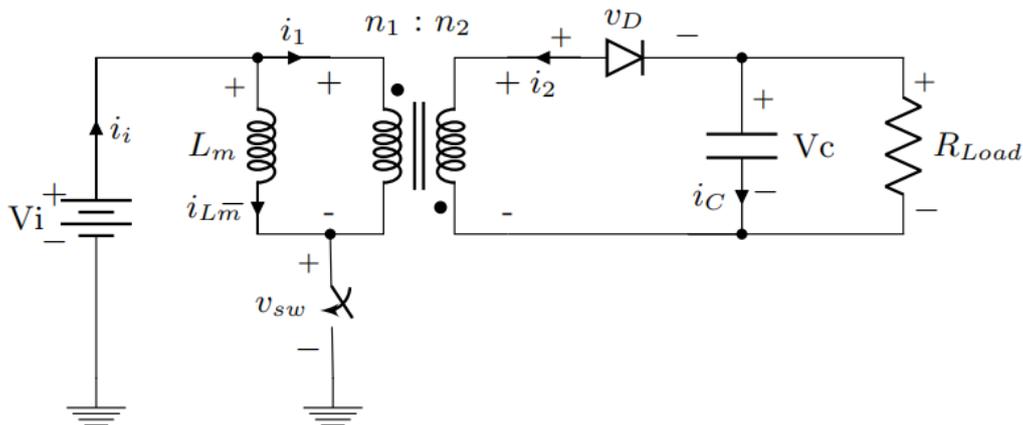


Fig. 3.3: Circuito convertor DC/DC tipo flyback.

Este circuito tiene la ventaja de que la salida está aislada eléctricamente respecto de la entrada, y la ganancia es fácilmente manejable ya que depende del número de espiras del bobinado (ecuación 15.1):

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} * \frac{n_2}{n_1} \quad (15.1)$$

Siendo $\frac{n_2}{n_1}$ la relación de transformación del transformador. Así mismo, el ciclo de trabajo viene definido por:

$$D = \frac{V_{Rsw} - V_i}{V_{Rsw}} \quad (15.2)$$

Como se observa, el voltaje V_{Rsw} es el voltaje de trabajo del conmutador, el cual por diseño, se puede fijar con un valor superior a V_i , por ejemplo: $V_{Rsw} = 2V_i$, por lo que el ciclo de trabajo nos queda: $D = 0,5$. Este ciclo de trabajo es ideal para realizar el diseño, por lo que es otro buen candidato.

3.3 Selección del conversor DC/DC

Con lo estudiado anteriormente, se determina que los convertidores más adecuados para el diseño son el Boost cuadrático alternativo (QBC2) y el Flyback.

3.3.1 Requisitos del sistema de conversión

Para poder dimensionar los componentes necesarios de nuestro conversor, hay que definir los parámetros que este debe cumplir desde el punto de vista eléctrico. Varios de estos parámetros ya han sido definidos desde un inicio del diseño, como la tensión requerida a la salida, pero otros han de ser fijados antes de empezar a diseñar el circuito, tanto por seguridad y buena funcionamiento, como por simplicidad del uso de las ecuaciones. Estos parámetros quedan registrados en la siguiente tabla:

V_i	V_{mpp}
V_o	400 V
$\Delta v_o \text{ máx}$	2% de V_o

I_i	I_{mpp}
$I_{o\ min}$	500 mA
f	100 kHz
$\Delta I_L\ máx$	20% de I_L
$\Delta V_C\ máx$	2% de V_C

Tabla 1: Requisitos del convertor DC/DC.

3.4 Ecuaciones de diseño del Flyback

El Flyback, como todo convertor conmutado, tiene dos estados a estudiar: cuando el interruptor está en estado ON (cerrado) y cuando está en estado OFF (abierto), lo cual nos genera dos circuitos equivalentes:

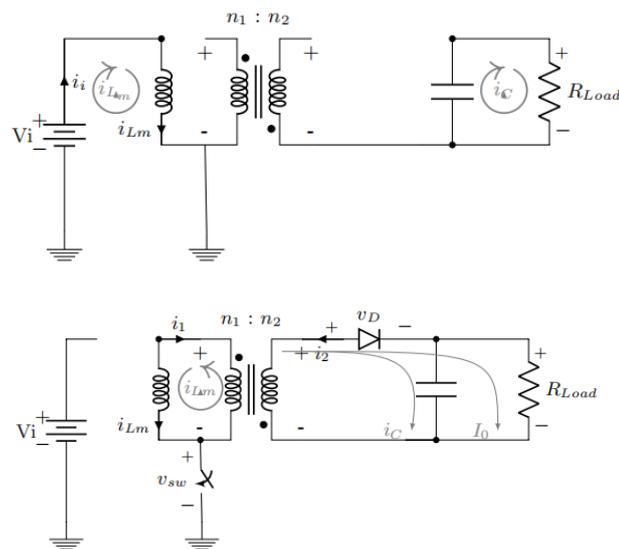


Fig. 3.3: Superior: circuito equivalente del Flyback durante T_{on} . Inferior: circuito equivalente del Flyback cuando T_{off} .

Cuando el interruptor está cerrado, el bobinado primario del transformador y la bobina L_m quedan conectados directamente a la fuente de alimentación. Esto ocasiona una tensión negativa en el bobinado secundario, por lo que el diodo queda polarizado inversamente y no conduce, haciendo que el condensador sea el único que proporcione energía a la carga. Cuando el interruptor se abre, la energía almacenada

en el núcleo magnético del primario es transferida a través del secundario a la carga y al condensador de salida.

Del estudio de las corrientes que pasan por cada elemento, de las definiciones de ciclo de trabajo y rizado, se obtienen las siguientes expresiones ya desarrolladas en la asignatura de electrónica de potencia:

$$V_o = V_i \frac{D}{1-D} * \frac{n_2}{n_1} \rightarrow A = \frac{D}{1-D} * \frac{n_2}{n_1} \quad (16.1)$$

$$I_i = I_o \frac{D}{1-D} * \frac{n_2}{n_1} \quad (16.2)$$

$$D = \frac{V_{RSW} - V_i}{V_{RSW}} \quad (16.3)$$

$$I_{Lm} = \frac{I_o}{1-D} * \frac{n_2}{n_1} \quad (16.4)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_i * D}{L_m * f} \quad (16.5)$$

$$\frac{V_i * D(1-D)}{2} \leq I_o * L_m * f \quad (16.6)$$

$$\Delta v_o = \frac{I_o * D}{C * f} \quad (16.7)$$

Una vez se tienen las ecuaciones de diseño, como se observó en el apartado 3.2 de este capítulo, empezamos fijando un valor de $V_{RSW} = 2V_i$, obteniendo un ciclo de trabajo $D = 0,5$. Seguidamente, de la ecuación 16.1 se puede despejar la relación de transformación necesaria que debe tener el transformador:

$$A = \frac{D}{1-D} * \frac{n_2}{n_1} \rightarrow \frac{n_2}{n_1} = \frac{A(1-D)}{D} \quad (17.1)$$

Una vez obtenida la relación de transformación, se empiezan a calcular los componentes. Primeramente, de la ecuación (16.6) despejamos el valor de la inductancia L_m tomando el valor de la corriente de salida mínimo ($I_o \text{ mín}$) para saber cuál es el mínimo valor de inductancia que puede tener el elemento, y se toma un valor

estándar de frecuencia de 100 kHz como se indica en la tabla 1, quedando de la siguiente forma:

$$L_m \geq \frac{V_i * D(1 - D)}{2 * f * I_o \text{ mín}} \quad (17.2)$$

Ahora, de la ecuación (16.7), se puede despejar el valor de la capacitancia (C) del condensador fijando el valor de rizado (Δv_o) que se quiera tener a la salida:

$$C = \frac{I_o * D}{\Delta v_o * f} \quad (17.3)$$

El valor del rizado se fijará en función de la tensión de salida, y en vista que tenemos una salida de alto voltaje, se podrá permitir un rizado de hasta un 3% de V_o . Nosotros escogeremos un rizado máximo de un 2% de V_o cómo se observa en la tabla 1, dándonos un rizado admisible para nuestro diseño de $\Delta v_o \leq 8 V$.

3.4.1 Ecuaciones para la selección del interruptor

Los interruptores de estos circuitos conversores tienen que ser de alta conmutación, por lo que suelen utilizarse transistores BJT o MOSFET. Para estos elementos es fundamental calcular qué corriente circulará por ellos cuando estén cerrados y a qué voltaje estarán sometidos cuando estén abiertos para dimensionarlos correctamente. Para ello se utilizan las siguientes ecuaciones deducidas del circuito de ON y del circuito de OFF:

$$I_{SW \text{ rms}} = I_o \frac{\sqrt{D}}{1 - D} * \frac{n_2}{n_1} \quad (18.1)$$

$$I_{SW} = I_o \frac{D}{1 - D} * \frac{n_2}{n_1} \quad (18.2)$$

$$V_{SW R} = \frac{V_i}{1 - D} \quad (18.3)$$

3.4.2 Ecuaciones para la selección del diodo

Para seleccionar el diodo, los cálculos a realizar serán los mismos que para el interruptor, la corriente que circulará por este cuando se encuentre cerrado y la tensión que soporta cuando está abierto:

$$I_{d\ rms} = I_o \sqrt{\frac{1}{1-D}} \quad (19.1)$$

$$I_d = I_o \quad (19.2)$$

$$V_{dR} = \frac{V_i}{1-D} * \frac{n_2}{n_1} \quad (19.3)$$

Para dicho diodo seleccionado habrá que hacerle un modelo en el simulador para poder contemplar las características reales de este y evitar simular con un diodo ideal.

3.4.3 Ecuaciones para la selección del condensador

Para el condensador, aunque ya conocemos la capacitancia ideal que este debe de tener, también es necesario saber la corriente que circulará por este y la tensión a la que estará sometido para poder seleccionar un condensador que soporte dichos parámetros.

$$I_{C\ rms} = I_o \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (20.1)$$

$$V_C = V_o \quad (20.2)$$

Con estos cálculos seremos capaces de encontrar un condensador comercial que cumpla con las características requeridas en tensión y corriente.

3.4.4 Calculo de la resistencia de entrada y salida del convertor FLYback

Para calcular las resistencias de entrada y salida del convertor, se recurre a la definición de resistencia directamente:

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{mpp}}{I_o \frac{D}{1-D} * \frac{n_2}{n_1}} \quad (20.3)$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{I_{o max}} \quad (20.4)$$

3.5 Ecuaciones de diseño del Boost cuadrático alternativo (QBC2)

Del trabajo de F. L. Luo y H. Ye, "Advance DC/DC converters", el boost cuadrático a estudiar tendrá las topologías que se indican en la figura 3.5, en función de la apertura y cierre del interruptor (S) y del funcionamiento de los diodos.

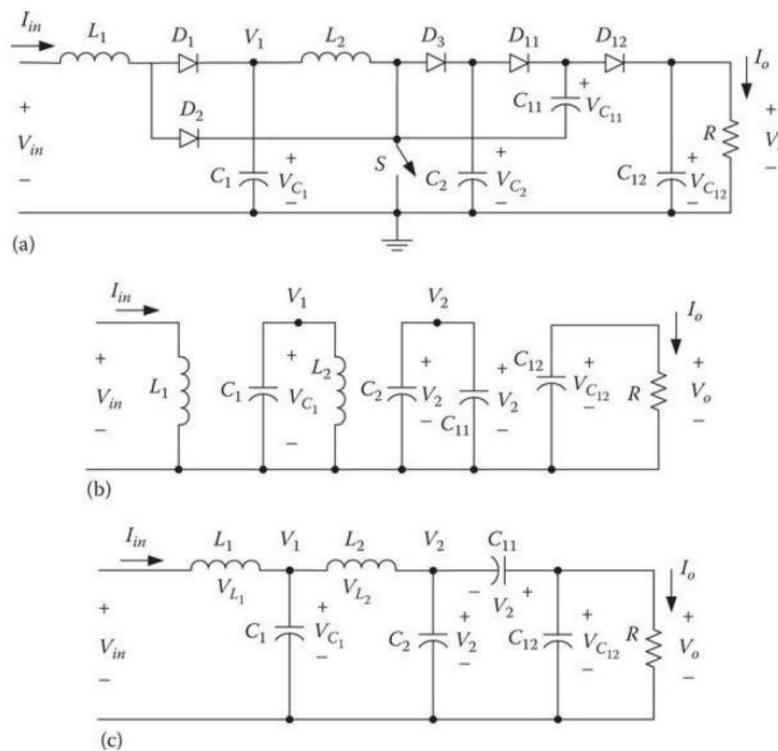


Fig. 3.4: (a) Convertor Boost cuadrático alternativo. (b) Circuito equivalente durante T_{ON} . (c) Circuito equivalente durante T_{OFF} . Fuente: Luo y Ye [4].

De estos circuitos equivalentes, los autores Luo y Ye ofrecen las deducciones para obtener las ecuaciones de diseño del convertor:

$$V_1 = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (21.1)$$

$$V_2 = \frac{V_1}{1-D} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (21.2)$$

$$V_o = 2V_2 = \frac{2V_{in}}{(1-D)^2} \quad (21.3)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} D T \quad (21.4)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_1}{L_2} D T = \frac{V_2 - V_1}{L_2} (1-D) T \quad (21.5)$$

$$I_{L1} = \frac{2I_o}{(1-D)^2} \quad (21.6)$$

$$\Delta v_o = \frac{D T I_o}{C_{12}} = \frac{D}{f C_{12} R} V_o \quad (21.7)$$

$$I_{L2} = \frac{2I_o}{1-D} \quad (21.8)$$

$$\varepsilon = \frac{\Delta v_o / 2}{V_o} = \frac{D}{2RfC_{12}} \quad (21.9)$$

$$\xi_1 = \frac{\Delta i_{L1} / 2}{I_{L1}} = \frac{D(1-D)^2 T V_{in}}{4L_1 I_o} \quad (21.10)$$

$$\xi_2 = \frac{\Delta i_{L2} / 2}{I_{L2}} = \frac{D(1-D)^2 T V_1}{4L_2 I_o} \quad (21.11)$$

3.5.1 Ecuaciones para seleccionar los elementos del QBC2

A partir de estas ecuaciones, se deducen las siguientes expresiones que nos permitirán determinar los elementos discretos del circuito:

$$D = 1 - \sqrt{\frac{2V_i}{V_o}} \quad (21.12)$$

$$I_i = I_{L1} = I_{mpp} \quad (21.13)$$

$$I_i = \frac{2I_o}{(1-D)^2} \rightarrow D = 1 - \sqrt{\frac{2I_o}{I_i}} \quad (21.14)$$

$$\mathfrak{z}_1 = \frac{\Delta i_{L1}/2}{I_{L1}} = \frac{D(1-D)^2 T V_{in}}{4L_1 I_o} \rightarrow L_1 = \frac{2V_1 D(1-D)I_{L2}}{4\Delta i_{L1} I_o f} \quad (21.15)$$

$$\mathfrak{z}_2 = \frac{\Delta i_{L2}/2}{I_{L2}} = \frac{D(1-D)^2 T V_1}{4L_2 I_o} \rightarrow L_2 = \frac{2V_1 D(1-D)I_{L2}}{4\Delta i_{L2} I_o f} \quad (21.16)$$

$$\Delta v_o = \frac{D}{f} \frac{V_o}{C_{12} R} \rightarrow C_{12} = \frac{D I_o}{f \Delta v_o} \quad (21.17)$$

Seguidamente, se deducirán las ecuaciones para calcular el resto de elementos pasivos ideales del convertidor:

$$i_{c1} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} \rightarrow \frac{1}{C_1} \int i_{c1} dt = \int dv_{c1} \xrightarrow{\text{durante } T_{ON}} \frac{1}{C_1} \int_0^{T_{ON}} i_{c1} dt = \int_0^{T_{ON}} dv_{c1}$$

En la figura 3.5 (b) se observa que durante T_{ON} , $i_{c1} = -i_{L2}$, indicando que el condensador se está descargando, por lo tanto:

$$\frac{1}{C_1} \int_0^{T_{ON}} -i_{L2} dt = -\Delta v_{c1} \rightarrow \frac{1}{C_1} I_{L2} T_{ON} = \frac{1}{C_1} I_{L2} \frac{D}{f} = \Delta v_{c1}$$

Imponiendo la condición establecida en la tabla 1 respecto a que el rizado de la señal de voltaje del condensador debe ser: $\Delta v_{c1} < 1\%$ de V_{c1} , se obtendrá que $V_{c1}/100 = V_1/100$, quedando:

$$C_1 > \frac{100 I_{L2} D}{V_1 f} \quad (21.18)$$

Ahora, para calcular los demás condensadores, hay que estudiar la corriente que circula por dichos condensadores en el circuito en estado de OFF de la figura 3.5 (c):

$$i_{c12} = C_{12} \frac{dv_{c12}}{dt} \cong C_{12} \frac{\Delta v_{c12}}{T_{OFF}}$$

Multiplicando y dividiendo por el periodo (T), y sabiendo que $\Delta v_{C12} = \Delta v_o$, queda:

$$i_{C12} = C_{12} \frac{\Delta v_o f}{1 - D} \quad (21.19)$$

Para calcular i_{C11} solo habría que hacer la suma entre la corriente de salida y esta última, quedando:

$$i_{C11} = I_o + i_{C12} \quad (21.20)$$

Con esta corriente se puede calcular C_{11} :

$$i_{C11} = C_{11} \frac{dv_{C11}}{dt} \cong C_{11} \frac{\Delta v_{C11} T}{T_{OFF} T} \rightarrow i_{C11} = C_{11} \frac{\Delta v_{C11} f}{1 - D}$$

Como $V_{C11} = V_2 - V_o \rightarrow \Delta v_{C11} = \Delta v_{C2} + \Delta v_o$ y si se impone la condición de la tabla 1 que dice que: $\Delta v_{C2} < 1\%$ de $V_2 = V_2/100$, la ecuación de la corriente i_{C11} queda:

$$i_{C11} < C_{11} \frac{\left(\frac{V_2}{100} + \Delta v_o\right) f}{1 - D} \rightarrow C_{11} > \frac{i_{C11} (1 - D)}{\left(\frac{V_2}{100} + \Delta v_o\right) f} \quad (21.21)$$

Para el condensador C_2 se tendrá en cuenta la corriente i_{C2} del circuito de OFF, de forma que al deducir su expresión, se pueda despejar el valor de la capacitancia requerida:

$$i_{L2} = i_{C2} + i_{C11} \rightarrow i_{C2} = i_{L2} - i_{C11}$$

$$i_{C2} = C_2 \frac{\Delta v_{C2} T}{T_{OFF} T} = C_2 \frac{\Delta v_{C2} f}{1 - D} \rightarrow C_2 = \frac{i_{C2} (1 - D)}{\Delta v_{C2} f}$$

Como: $v_{C2} = V_2 \rightarrow \Delta v_{C2} = \Delta V_2 < \frac{V_2}{100}$, por la condición de la tabla 1, quedará:

$$C_2 > \frac{100 i_{C2} (1 - D)}{V_2 f} \quad (21.22)$$

También se tendrá en cuenta que:

$$I_{L1 \text{ máx}} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad (21.23)$$

$$I_o = I_i \frac{(1-D)^2}{2} \quad (21.24)$$

$$I_o \text{ máx} = I_{L1 \text{ máx}} \frac{(1-D)^2}{2} \quad (21.25)$$

$$P_o \text{ ideal} = I_o V_o \quad (21.26)$$

$$I_{L2 \text{ máx}} = I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (21.27)$$

3.5.2 Ecuaciones para calcular las resistencias de entrada y salida del QBC2

Ahora bien, con estas deducciones se puede calcular la resistencia de entrada del circuito en función de la carga y del ciclo de trabajo:

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

Empleando las ecuaciones (21.3), (21.6) y (21.13), se deduce que:

$$\begin{aligned} R_{in} &= \frac{\frac{V_o (1-D)^2}{2}}{(1-D)^2} = \frac{V_o (1-D)^2}{I_o \cdot 4} = R_o \frac{(1-D)^4}{4} \rightarrow \\ &\rightarrow R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_o \frac{(1-D)^4}{4} \end{aligned} \quad (21.28)$$

El valor de R_o se calcula para la condición de máxima potencia del panel ($I_{in} = I_{mpp}$ y $V_{in} = V_{mpp}$) y que la tensión de salida sea la requerida ($V_o = 400 \text{ V}$). Fijando estos valores y empleando las mismas ecuaciones (21.3), (21.6) y (21.13), se deduce que:

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{\frac{I_{in} (1-D)^2}{2}} = \frac{2V_o}{I_{mpp} (1-D)^2} = \frac{2V_o}{I_{mpp} \left(1 - \left(1 - \sqrt{\frac{2V_{mpp}}{V_o}} \right) \right)^2} \rightarrow \\ &\rightarrow R_o = \frac{V_o^2}{I_{mpp} V_{mpp}} \end{aligned} \quad (21.29)$$

Por lo que la resistencia de entrada del circuito QBC2 en las condiciones dadas vendría dada por:

$$R_{in} = \frac{V_o^2}{I_{mpp} V_{mpp}} \frac{(1 - D)^4}{4} \quad (21.30)$$

En la figura 3.6 se puede observar la variación de la resistencia de entrada del circuito QBC2 en función del ciclo de trabajo, suponiendo que el panel esté trabajando en su punto de máxima potencia y que la salida del circuito QBC2 sea de 400 V.

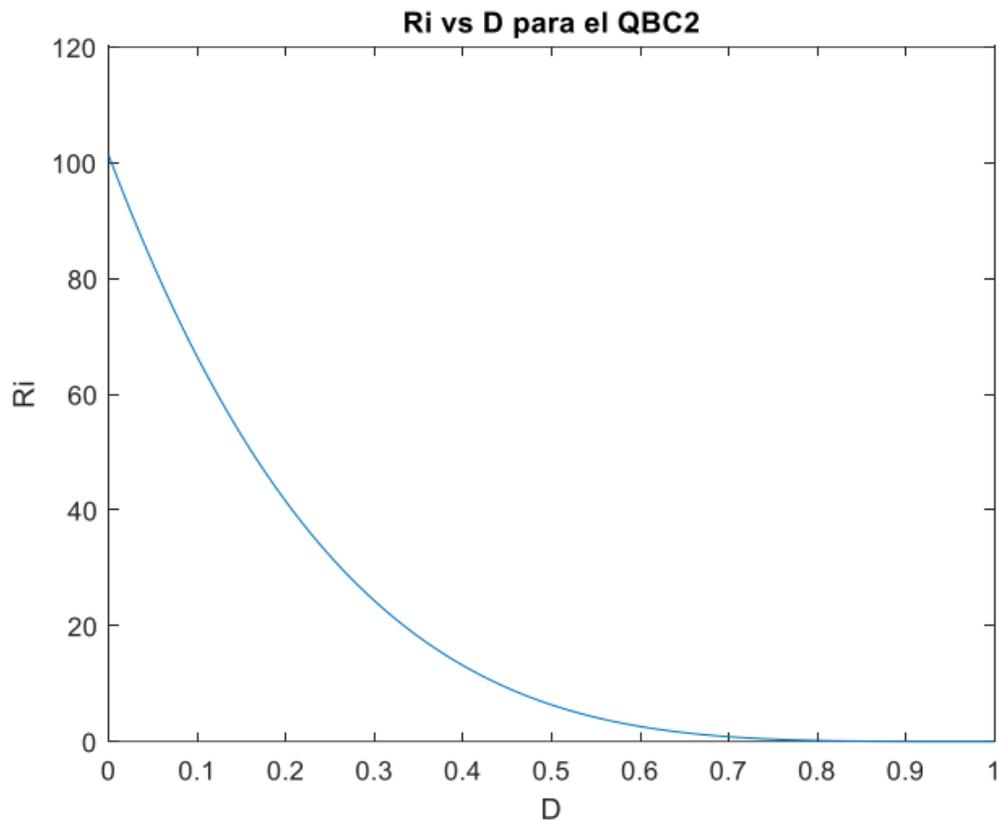


Fig. 3.6: Gráfico de la resistencia de entrada del circuito QBC2 en función del ciclo de trabajo, estando el panel solar funcionando en su punto de máxima potencia.

Esta gráfica muestra que variando el ciclo de trabajo se puede modificar la resistencia de entrada del circuito QBC2, lo cual permite conseguir un manejo de la corriente y tensión que suministra el panel y así mantenerlo funcionando en su punto de máxima potencia (MPP).

3.6 Valores de los elementos pasivos para los convertidores

Una vez vistas las ecuaciones de diseño para el convertidor Flyback y el QBC2, estas se emplearán para obtener los valores necesarios de los elementos pasivos del circuito. Los valores expresados como máximos se han determinado utilizando un coeficiente de seguridad del 1.5 sobre el valor mínimo de los mismos. La primera tabla corresponde a los cálculos de los elementos pasivos del circuito QBC2:

G (W/m ²)	I _{o min} (mA)	f (kHz)	L ₁ (μH)		L ₂ (mH)		C ₁ (μF)		C ₂ (μF)		C ₁₁ (μF)		C ₁₂ (nF)	
			min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
1000	500	100	118,10	282,14	1,10	1,65	37,38	56,06	3,84	5,76	1,41	2,11	797,51	1,20 μF
1000	70	300	447,85	671,77	2,62	3,94	12,46	18,69	1,28	1,92	468,73 nF	703,10 nF	265,84	398,75
75	70	300	413,65	620,47	2,54	3,81	951,64 nF	1,43	91,05 nF	136,57 nF	33,69 nF	50,54 nF	19,35	29,03

Tabla 2: Valores de los elementos pasivos del circuito QBC2 en función de la irradiancia, la intensidad mínima escogida de salida y la frecuencia de trabajo.

Como se observa en la tabla 2, los valores para los elementos pasivos del QBC2 se han calculado para distintos casos, los cuales hay que considerar debido a las condiciones de trabajo en que se encuentre nuestro circuito. Para esto hay que prever que nos podemos encontrar en condiciones de trabajo de muy baja irradiancia lo que provocaría una corriente de salida muy baja, siendo necesario que el circuito se adapte a dichos cambios de condiciones; por ende, se seleccionará como mejor caso la segunda fila de valores, donde se consideran los cálculos con una corriente de salida muy baja y una frecuencia de trabajo de 300 kHz.

Ahora, se realizarán los cálculos para los elementos pasivos del Flyback utilizando las ecuaciones 17.2 y 17.3 para hallar la inductancia de la bobina y la capacitancia del

condensador de salida y así poder comparar ambos circuitos y poder decidir cual implementar.

G (W/m^2)	$I_{o\ min}$ (mA)	f (kHz)	L_m (μH)		C (nF)	
			min.	máx.	min.	máx.
1000	500	100	85,35	128,02	312,5	468,8
1000	75	300	18,96	28,45	15,63	23,44

Tabla 3: Valores para los elementos pasivos del circuito Flyback en función de la irradiancia, la intensidad mínima de salida escogida y la frecuencia de trabajo.

En la tabla 3 se recogen los valores ideales de los elementos pasivos para el circuito Flyback, que como se observa y se sabía de antes, es mucho menos complejo que el QBC2 alternativo estudiado anteriormente, debido al reducido número de componentes que este posee. También han sido calculados los valores para casos de baja irradiancia para saber cuáles son los valores de los componentes que debe tener el circuito en caso de una disminución considerable de la misma.

3.7 Selección del convertidor a implementar en el diseño

Una vez vistas las tablas 2 y 3 y estudiado los diseños de ambos convertidores, se toma la decisión de implementar la tipología Flyback para el diseño en vista que posee un ciclo de trabajo un tanto menor que el QBC2, la diferencia a nivel de componentes es considerable y la menor complejidad de este lo hacen el circuito más apto para esta aplicación. Así mismo, el transformador que tiene el Flyback permite un aislamiento entre el panel solar y la salida de alto voltaje, lo que implica una protección adicional frente a cortocircuitos o subidas de tensión a la salida del convertidor DC/DC. Sin embargo, la selección de este circuito requiere que se diseñe también el transformador, en vista que es un componente importante y a seleccionar entre los demás.

3.8 Diseño del transformador del Flyback

Un transformador a fin de cuentas tiene el mismo funcionamiento que el de un inductor, almacenar energía en forma de campo magnético en su entrehierro, con la particularidad de que esta energía almacenada se utiliza para inducir una corriente eléctrica en un segundo bobinado. Para diseñar un inductor genérico se puede recurrir al método de la constante geométrica para inductores K_g , el cual se basa en calcular las características geométricas de la bobina y el entrehierro del mismo. Para aplicar dicho método se empieza definiendo dicha constante para calcular primeramente el tamaño del núcleo de hierro:

$$K_g \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} \quad (22.1)$$

Donde: ρ = resistividad del alambre de cobre

L = inductancia de la bobina

I_{max} = corriente máxima que atraviesa el bobinado

B_{max} = densidad de flujo magnético máximo

R = resistencia del devanado

K_u = factor de utilización de ventana

Seguidamente, se calcula la longitud del entrehierro con la siguiente ecuación:

$$l_g = \frac{\mu_o L I_{max}^2}{B_{max}^2 A_c} * 10^4 \quad (22.2)$$

Donde: μ_o = permeabilidad magnética del vacío

A_c = área transversal del núcleo

Ahora, se calcularía el número de vueltas necesaria para la bobina:

$$n = \frac{L I_{max}}{B_{max}^2 A_c} * 10^4 \quad (22.3)$$

Para calcular el calibre del alambre:

$$A_w \leq \frac{K_u W_A}{n} \quad (22.4)$$

Donde: W_A = área de la ventana

n = número de vueltas del bobinado

Con el calibre del alambre, se puede acudir a una tabla ya estandarizada para escoger el valor más próximo al teórico calculado.

Ahora bien, para calcular la relación del número de vueltas entre el bobinado primario y el secundario, se recurre a la ecuación de diseño (17.1):

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{A(1-D)}{D} = \frac{\frac{V_o}{V_i}(1-D)}{D} = 11,72$$

Lo que indica que $n_2 = 11,72 n_1 \approx 12 n_1$, permitiéndonos modificar la ganancia del Flyback variando la relación de transformación del transformador.

El problema encontrado con este método en sí, es que si se aplica para calcular el bobinado de un transformador para un Flyback, este no contempla optimizar la densidad de campo magnético, ni los espacios en cada devanado en el área de la ventana y tampoco toma en cuenta las pérdidas en el núcleo, factores fundamentales de conocer en vista que en los transformadores utilizados en este tipo de convertidores son dos inductores acoplados concéntricamente en el mismo núcleo. Así mismo hay otro método para transformadores que sí contempla todas estos factores, pero no permite calcular las dimensiones del entrehierro, por estas complicaciones, se recurrirá a tantear un transformador que cumpla con los requisitos que se tienen. Para esto, se incluye la tabla 4, para estudiar los parámetros a tener en cuenta a la hora de seleccionar el transformador. Para ello, también es conveniente comparar los valores de las corrientes que circularán a través del transformador con la simulación del circuito en LTSpice realizada el apartado 3.9 de este trabajo.

Parámetro	Símbolo	Valor
Frecuencia de la corriente a través del inductor	f	100 kHz
Resistividad del conductor	ρ	$2,03 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$
Corriente máxima en la bobina del primario	$I_{\max p}$	32,66 A
Corriente máxima en la bobina del secundario	$I_{\max s}$	2,77 A
Relación de transformación	n	12
Inductancia del primario	L_p	Lo indica el transformador seleccionado
Inductancia del secundario	L_s	Lo indica el transformador seleccionado
Pérdidas en el cobre (aproximadamente un 2% de la potencia de entrada)	P_{Cu}	7,9 W
Densidad de campo magnético máxima propuesta (material ferrita 3C90)	B_{\max}	0,15 T
Corriente eficaz en el primario	$I_{rms p}$	16,33 A
Corriente eficaz en el secundario	$I_{rms s}$	1,385 A

Tabla 4: Parámetros a tener en cuenta para la selección del transformador Flyback.

Vista la tabla 4, se pueden encontrar diversos transformadores comerciales que se acerquen bastante a los requisitos presentados. Algunos de estos serían:

- La serie DA203X-AL de Coilcraft Inc.:

Diseño de un microinversor para un panel fotovoltaico



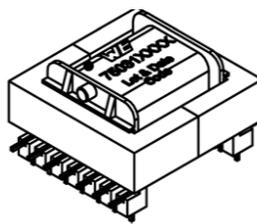
Part number ¹	Inductance at 0 A ² ±10% (μH)	Inductance at I _{pk} ³ min (μH)	DCR max (Ohms)		Leakage inductance ⁵ max (μH)	I _{pk} ³ (A)	Interwinding capacitance ⁶ (pF)	Turns ratio pri : sec
			pri ⁴	sec				
DA2032-AL_	10.0	9.0	0.013	1.60	0.150	3.0	67	1 : 10
DA2033-AL_	10.0	9.0	0.015	1.10	0.144	5.0	76	1 : 10
DA2034-AL_	10.0	9.0	0.018	1.75	0.250	10.0	128	1 : 10

- La serie GA34XX-BL de Coilcraft Inc.:



Part number	Inductance at 0 A ¹ ±10% (μH)	Inductance at I _{pk} ² min (μH)	DCR max (mOhms) ³		Leakage inductance ⁴ max (μH)	Turns ratio ⁵ pri:sec	I _{pk} ² (A)
			pri	sec			
GA3459-BL	5.0	4.25	7.70	515	0.10	1:10	20
GA3460-BL	2.5	2.25	5.63	400	0.06	1:10	50

- La serie WE-FB LT375X de Wurth Elektronik:



Electrical Properties:

Properties		Test conditions	Value	Unit	Tol.
Inductance	L	N1/ 50 kHz/ 10 mV	5	μH	±10%
Rated Current	I_R	N1/ $\Delta T = 25$ K	18	A	typ.
Turns Ratio	n	N1 : N2+N3	1:10		
Saturation Current	I_{SAT}	N1/ $ dL/dI < 20$ %	25	A	typ.
DC Resistance 1	R_{DC1}	N1/ 20 °C	0.01	Ω	max.
DC Resistance 2	R_{DC2}	N2+N3/ 20 °C	0.5	Ω	max.
Leakage Inductance	L_S	N1/ 100 kHz/ 1.0 V	0.1	μH	max.
Insulation Test Voltage	V_T	N1 => N2,3	1000	V (AC)	

Estos son algunos de los transformadores encontrados que pueden ser implementados para el Flyback.

3.9 Simulación del circuito Flyback

Luego de estudiar el diseño teórico del convertor a implementar, se procederá a simularlo en LTSpice para verificar el diseño. Para ello, es necesario primero crear un modelo equivalente del transformador e implementarlo en el circuito del Flyback. Dicho modelo se observa en la figura 3.7, el cual representa un transformador ideal que solo depende de la relación de transformación, por lo que no considera lo que serían las pérdidas ni los fenómenos de histéresis del núcleo.

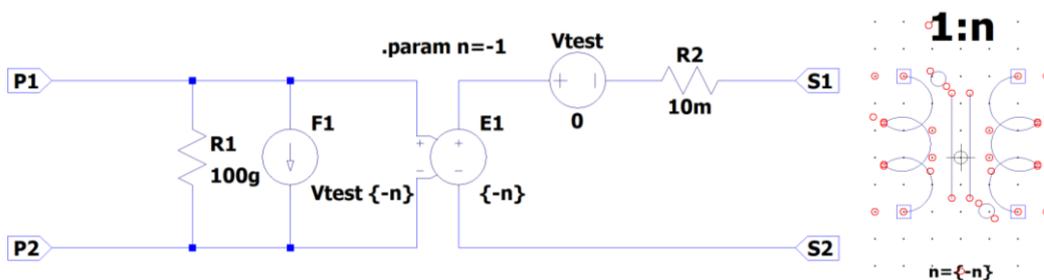


Fig. 3.7: Modelo equivalente ideal de un transformador. Izquierda: Circuito equivalente del transformador. Derecha: Símbolo creado para implementar el transformador en el circuito del Flyback.

Con dicho modelo, ya se puede montar el circuito del Flyback básico como se observa en la figura 3.8.

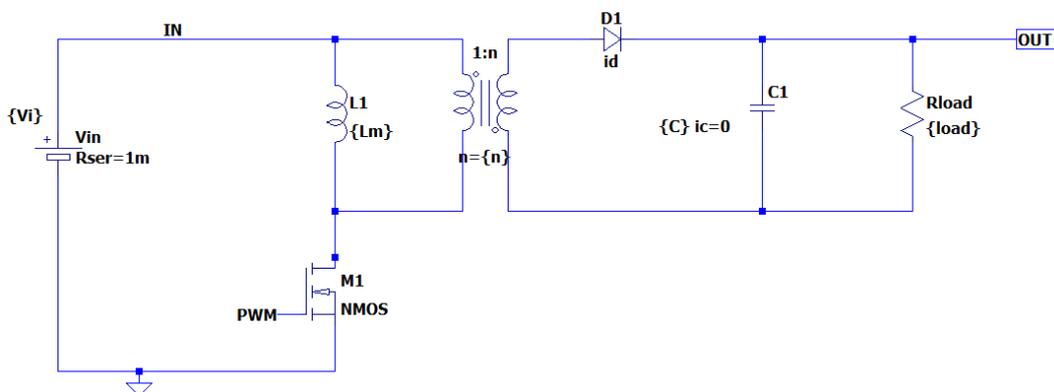


Fig. 3.8: Circuito del convertor DC/DC Flyback implementado en LTSpice con el símbolo del transformador previamente creado.

Para poder observar el funcionamiento del circuito, es necesario realizar algunas modificaciones en este. Para el interruptor, lo común es utilizar un interruptor de alta frecuencia de conmutación MOSFET, pero para simularlo correctamente, se debe recurrir al modelo de un interruptor controlado por voltaje, al cual se le introducirá una señal PWM de frecuencia 100 kHz que es la frecuencia de trabajo escogida. A la entrada se colocarán dos condensadores en paralelo a la bobina para filtrar la señal de entrada al convertor y para generar la PWM es necesario diseñar un generador de PWM.

3.9.1 Gate driver

El circuito para generar la señal PWM que controle el interruptor del circuito puede ser implementado con circuitos integrados (como los IR2101/02) o mediante elementos discretos como transistores BJT de señal, como el visto en la figura 3.9, cuyo diseño original ha sido obtenido del libro L. Sciamanna, Mppt regolatori fotovoltaici, 2010; donde dicho circuito posee una etapa de entrada con un BJT y una etapa de salida en configuración push-pull, necesaria para la amplificación de la corriente. Con este diseño, la salida del gate driver estaría invertida respecto a la PWM de entrada y muy desplazada temporalmente (véase figura 3.9 derecha). Esto se puede corregir

fácilmente agregando una resistencia entre la entrada Vcc y la base del transistor Q9, quedando lo observado en la figura 3.10.

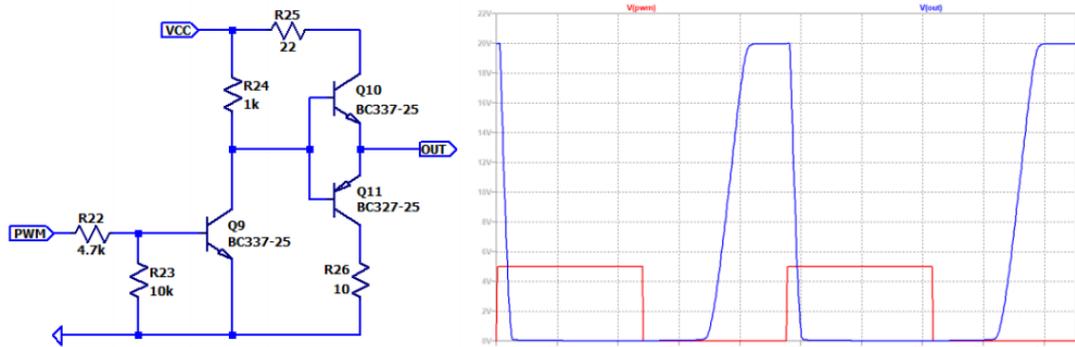


Fig. 3.9: Esquema del Gate driver con elementos discretos y su respuesta simulada en LTSpice. Fuente: Sciamanna.

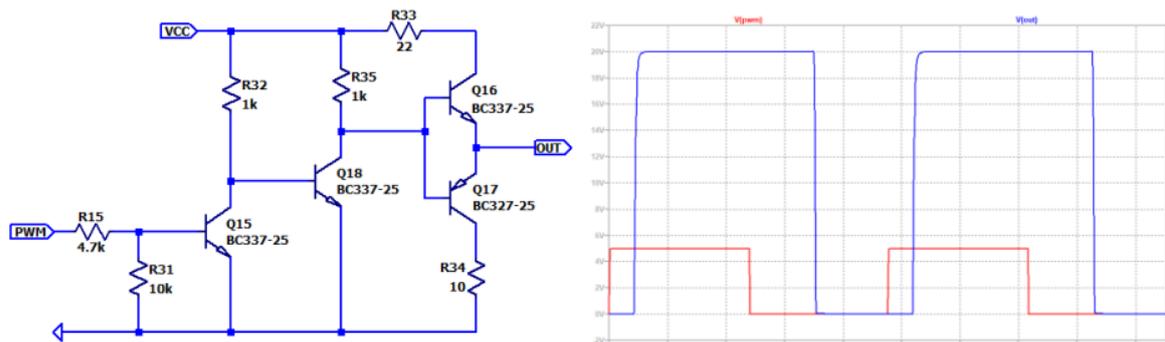


Fig. 3.10: Modificación del gate driver original para no invertir la señal PWM de entrada.

Sin embargo, se observa que este circuito produce un retardo en la señal de salida respecto a la de entrada. Esto debido a los modelos reales de los BJTs implementados en dicha simulación (BC337/327), ya que se realizó otra simulación con transistores ideales y algunos otros cambios en el esquema, como ajustar las resistencias de colector de la etapa de entrada, se cambió el valor de la resistencia limitadora de corriente (R33) de 22 Ω a 2 k Ω y se añadió una resistencia más a la salida de 10 k Ω en paralelo con la carga (figura 3.11), donde de esta forma, se observa que el retardo desaparece.

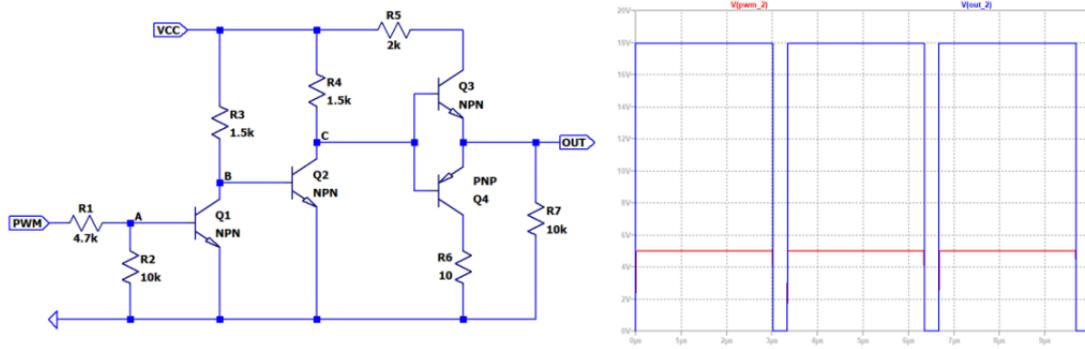
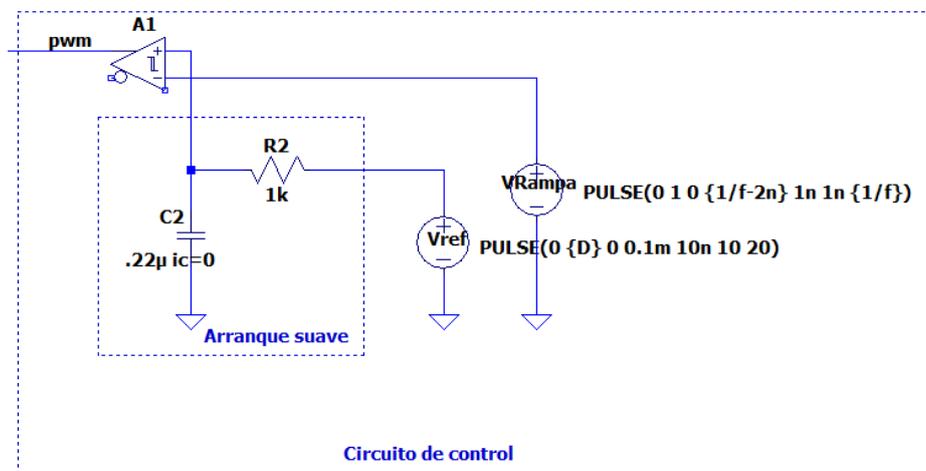


Fig. 3.11: Circuito del gate driver simulado con BJT ideales con su respuesta en fase (grafico azul) con la señal de entrada (grafico rojo).

Esto remarca la importancia de escoger correctamente los BJTs para obtener una señal PWM a la salida fiel a la de entrada. Esto nos hace depender del modelo de transistor real que se adquiriera. Una vez visto esto, para la simulación se utilizará un circuito que generará una PWM ideal con una configuración clásica, en el cual se compara una señal del tipo diente de sierra con una consigna fija generada por un único pulso, que como se quiere tener el mismo tiempo de T_{ON} que de T_{OFF} , este pulso estará a la mitad del valor pico de la señal diente de sierra. El comparador en el cual se introducirán ambas señales será implementado como un disparador de Schmitt, y para mejorar la simulación, se incluirá un filtro RC en la señal del pulso para hacer un arranque suave de la señal. Por lo que el gate driver y la señal obtenida de este quedará como se observa en la figura 4.1:



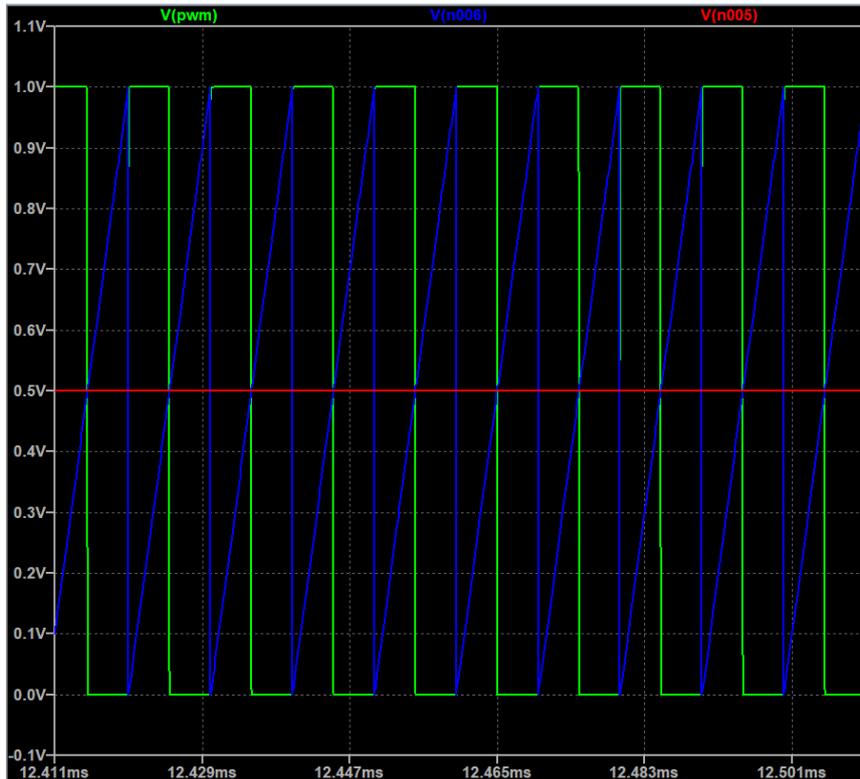


Fig. 4.1: Generador de PWM para alimentar el interruptor a una frecuencia de 100 kHz. Arriba: Circuito montado en LTSpice. Abajo: Resultado de la simulación del gate driver (salida PWM), representando la señal rampa y el pulso comparados.

3.9.2 Resultados de la simulación del Flyback

Una vez obtenido el circuito de control, ya estamos en posición de simular el Flyback completo (ver figura 4.2). En dicho circuito también se han añadido dos condensadores de 1000 μF a la entrada para suavizar un poco el rizado de la señal. Para simular el circuito, se utilizaron las ecuaciones de diseño para cada elemento y algunos parámetros adicionales a tener en cuenta en los cálculos, como el modelo del diodo y el del interruptor ideales y los requisitos del sistema.

Requerimientos
 .param Vi=34.14 Vo=400 Po=350W Dvo=Vo/100
 .param Iomax=Po/vo Iomin=0.500

Cálculos
 .param VRsw=2*Vi f=100k T=1/f
 .param Lc=Vi*D*(1-D)/2/Iomin/f/n
 .param D=(VRsw-Vi)/VRsw
 .param load=Vo/Iomax
 .param Cc=Iomax*D/Dvo/f
 .param n=Vo/Vi*(1-D)/D

Elección de elementos
 .param Lm=ceil(Lc*1.25*1e9)/1e9
 .param C=ceil(Cc*1.25*1e9)/1e9

Modelos
 .model msw sw(Ron=1m Roff=1000g vt=0.5 vh=-0.3)
 .model id d(Ron=1m Roff=100k epsilon=1 repsilon=1)

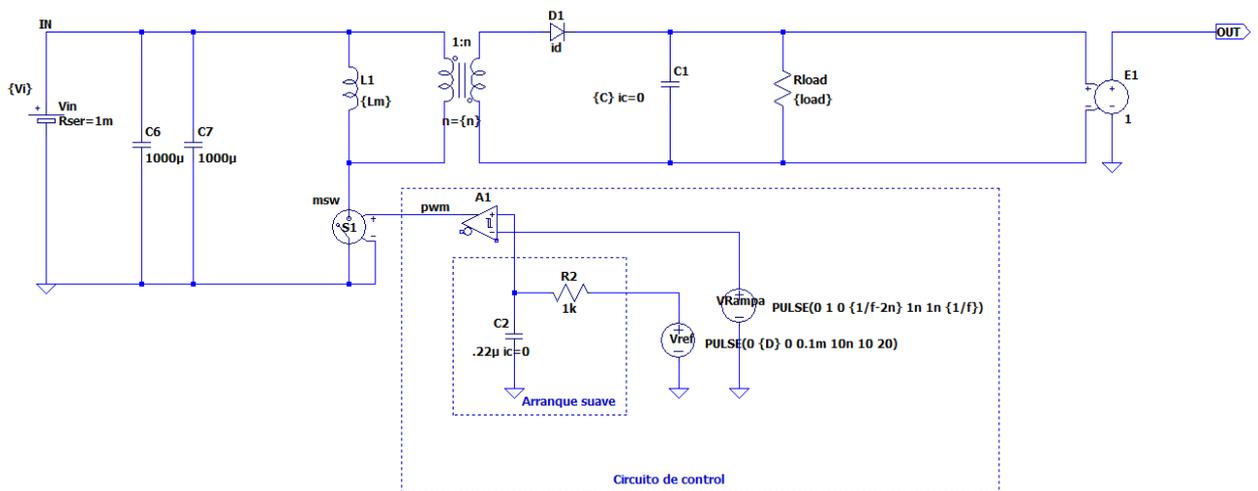
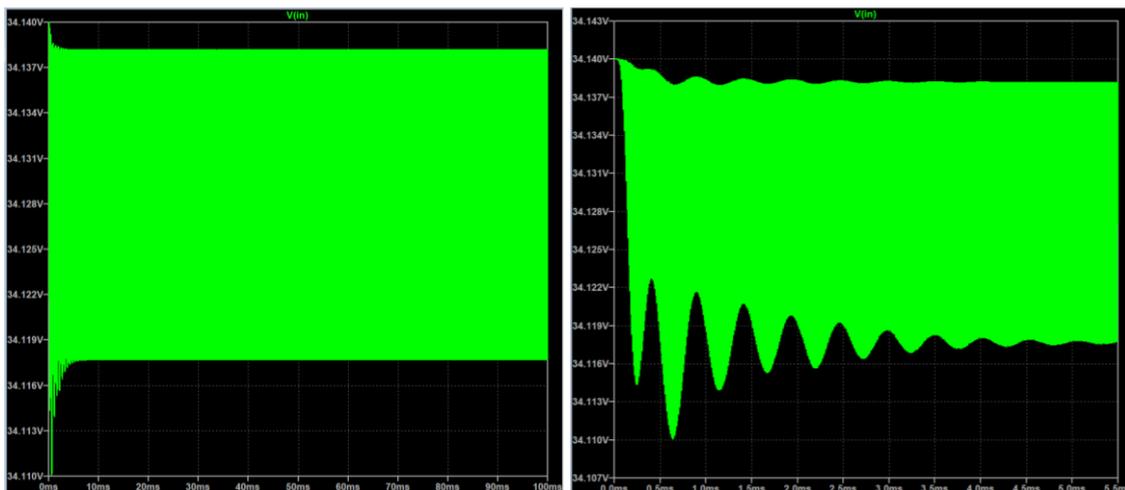


Fig. 4.2: Esquema del convertor Flyback simulado en LTSpice indicando las fórmulas y parámetros empleados.

Con los parámetros de entrada correspondientes a la salida del panel solar, los parámetros calculados y los valores ideales de los elementos pasivos, se obtiene la salida del convertor deseada (véase la figura 4.3). Para dicha señal de salida se obtiene un rizado $\Delta v_o = 4 V$, que corresponde a un 1% de V_o . También se puede observar la señal de entrada, la cual debido a la conmutación del interruptor, adquiere una oscilación en la bobina con un leve rizado (véase figura 4.4).



Fig. 4.3: Señal de tensión de salida del conversor Flyback.



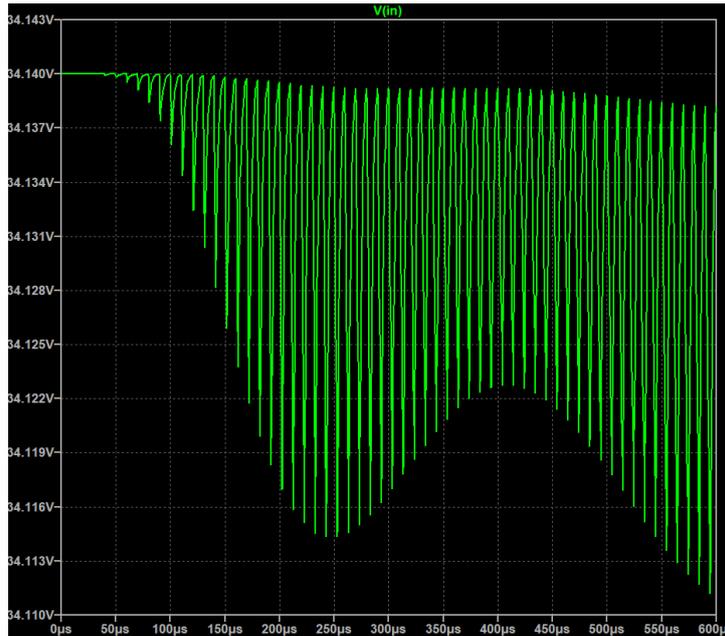


Fig. 4.4: Arriba: Señal de la tensión de entrada. Abajo: Zoom al inicio de la señal de tensión de entrada apreciando el rizado producido por la conmutación del interruptor.

3.9.3 Elección de los elementos reales para el convertor Flyback

Con las ecuaciones para la selección de los componentes del Flyback vistas en el apartado 3.4, se podrán seleccionar componentes comerciales que cumplan con las características calculadas.

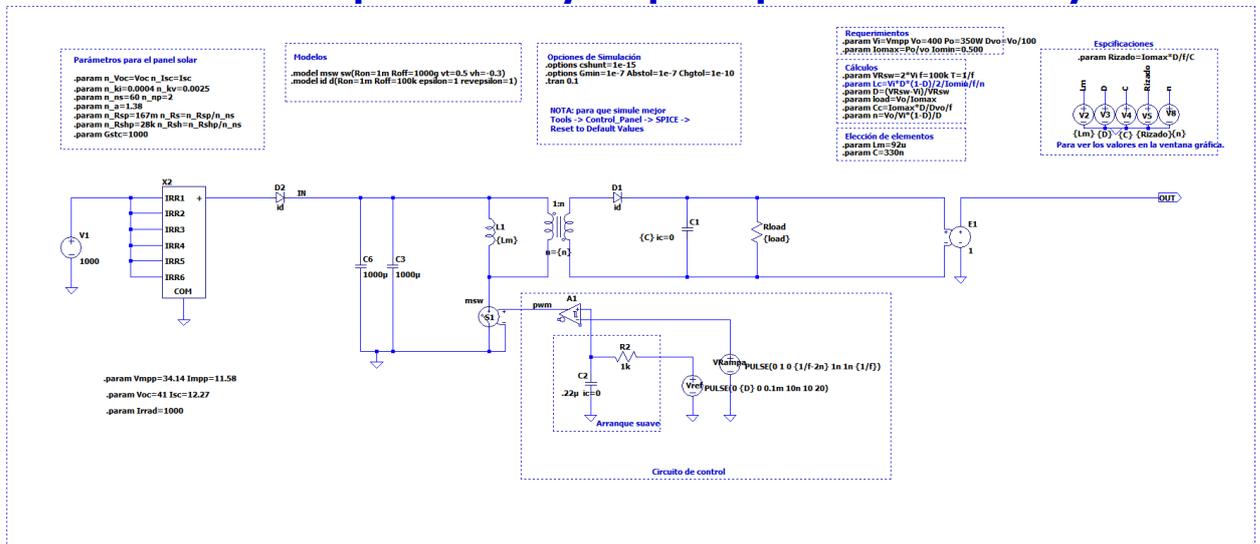
Elemento	Valor requerido	Valor real del Datasheet	Modelo
L_m	$85,35 \mu H < L < 128,02 \mu H$	$L = 92 \mu H$	IHV45BZ92
	$I_{L_m} > 21,91 A$	$I_{L_m \text{ máx}} = 45 A$	
C	$312,5 nF < C < 468,8 nF$	$C = 330 nF$	C1812C334KCRAC7800
	$V_c > 400 V$	$V_c = 500 V$	

SW	$I_{SW} = I_{DS} > 10,96 A$	$I_{DS} = 20 A, 30 A$	SQUN702E-T1_GE3
	$V_{SWR} = V_{DS} > 68,28 V$	$V_{DS} = 40 V, 200 V$	
D	$I_{d\ rms} > 1,29 A$	$I_d = 10 A$	CMF03TE12LQM
	$V_{dR} > 800,2 V$	$V_{dR} = 900 V$	

Tabla 5: Elementos reales del Flyback escogidos dentro de los parámetros definidos por las ecuaciones de diseño.

Una vez seleccionados los componentes, se aplican estos valores a la simulación para ver la respuesta del circuito amplificando la señal directamente del panel solar.

Circuito del panel solar y etapa de potencia con el Flyback



Requerimientos
 .param Vi=Vmpp Vo=400 Po=350W Dvo=Vo/100
 .param Iomax=Po/vo Iomin=0.500

Cálculos
 .param VRsw=2*Vi f=100k T=1/f
 .param Lc=Vi*D*(1-D)/2/Iomia/f/n
 .param D=(VRsw-Vi)/VRsw
 .param load=Vo/Iomax
 .param Cc=Iomax*D/Dvo/f
 .param n=Vo/Vi*(1-D)/D

Elección de elementos
 .param Lm=92u
 .param C=330n

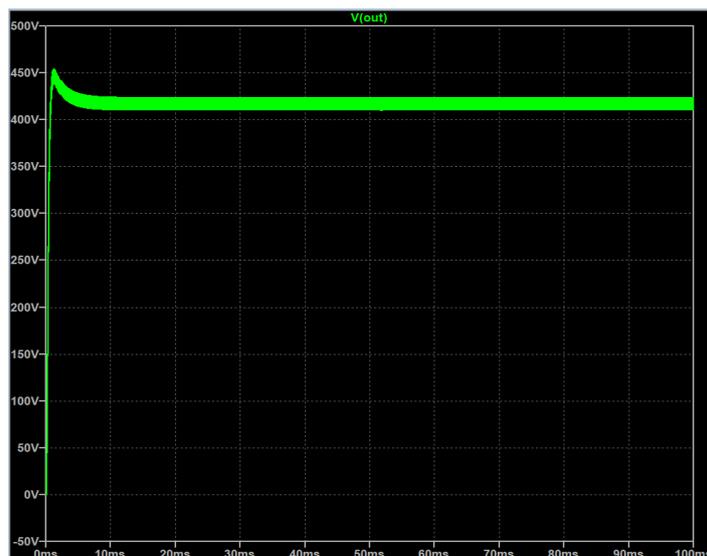


Fig. 4.4.1: Respuesta del convertor con los valores de los componentes seleccionados e incluyendo el bloque del panel solar a la simulación.

Visto esto, se pueden observar los rizados de las señales a través del inductor y el condensador:

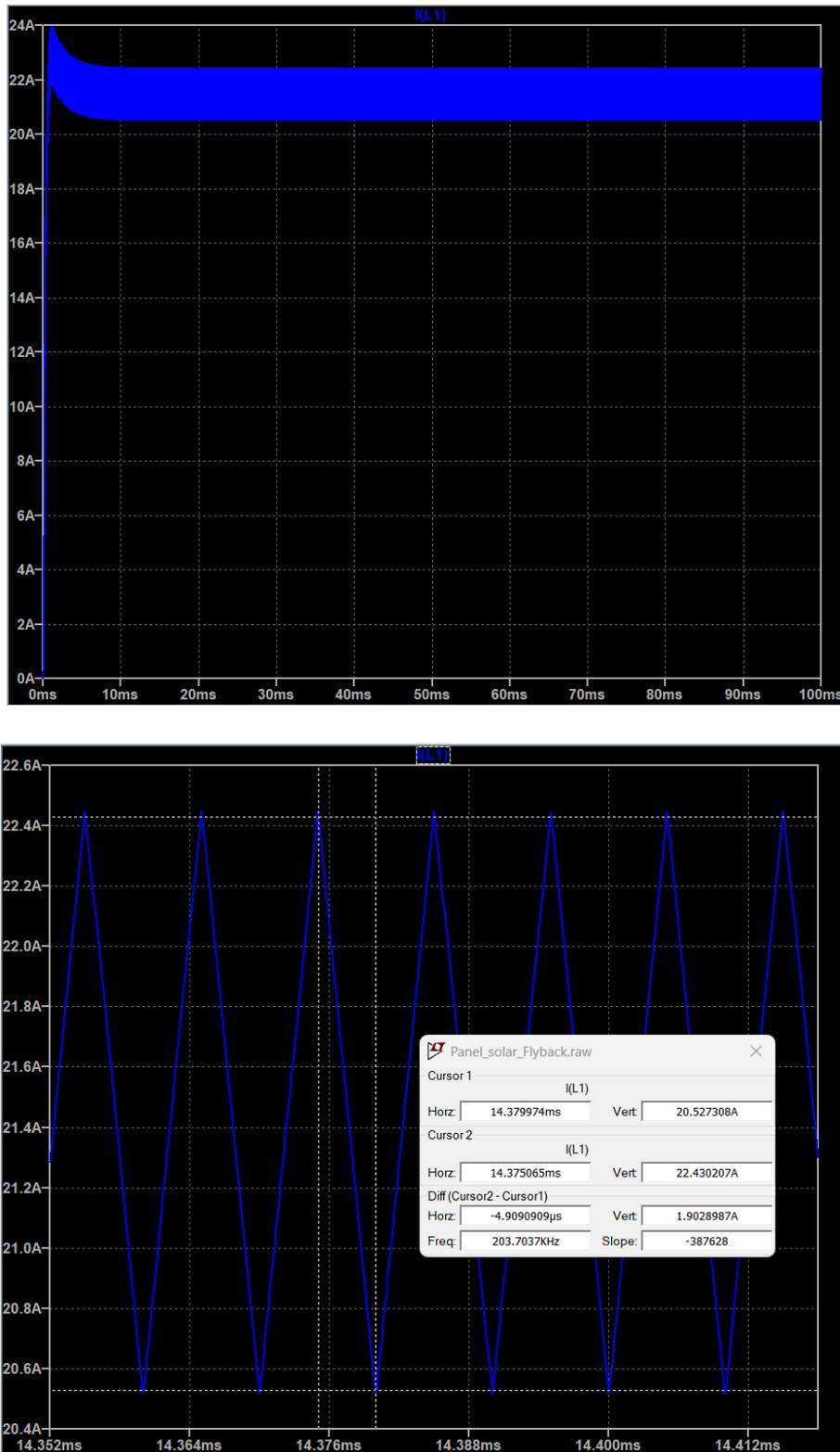


Fig. 4.4.2: Rizado de la corriente a través de la bobina L_m .

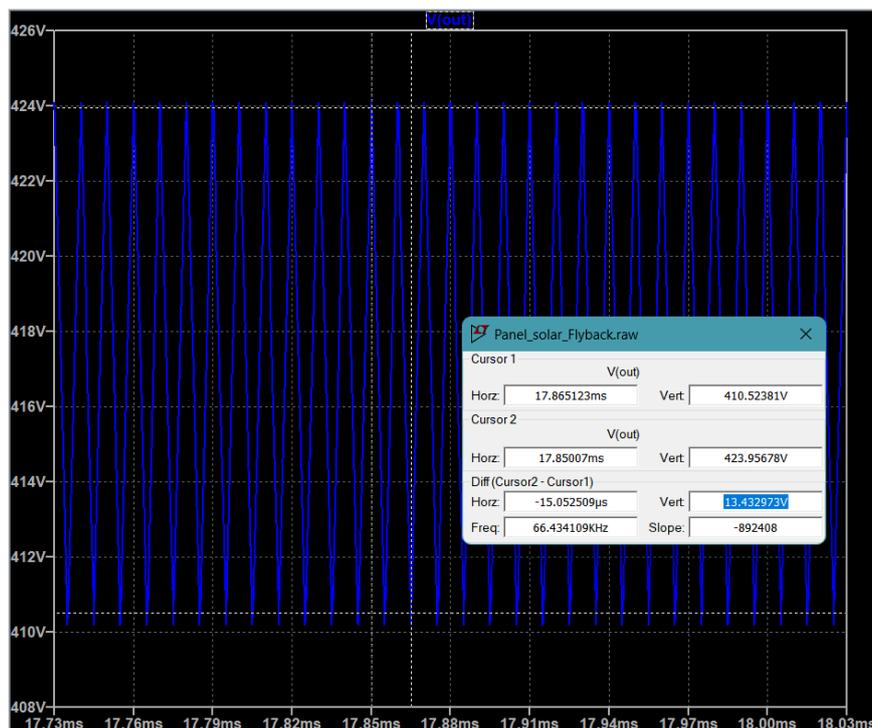


Fig. 4.4.3: Rizado de la señal de salida del convertidor.

Comparando los resultados con la Tabla 1, se observa que el rizado de la bobina se encuentra dentro del margen de los requisitos impuestos ($\Delta I_L = 1,9 A < \Delta I_{L\text{ máx}} = 20\%$ de $I_L = 4 A$). Por otra parte, el rizado en la señal de salida está sobre el 3,4% de la señal de salida, un poco mayor del esperado ($\Delta V_{c\text{ máx}} = 2\%$ de V_c).

4 Etapa de control y seguimiento del punto de máxima potencia

Una vez se ha diseñado el convertidor DC/DC para nuestro microinversor, es necesario contemplar la naturaleza de la señal que este recibe, que al ser proveniente de un sistema fotovoltaico, no siempre podrá mantener una señal de tensión constante a la salida. Sin embargo, el parámetro de interés a obtener siempre de un panel fotovoltaico es la potencia que este es capaz de suministrar, por lo que se debe diseñar un sistema de control que sea capaz de modificar el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC para así intentar obtener siempre que se pueda, una potencia lo más próxima posible al punto de máxima potencia del panel. Para esto, se diseñará un algoritmo de seguimiento del

punto de máxima potencia del panel (MPPT), el cual podrá ser implementado mediante un microcontrolador.

Este sistema de control recibirá las señales correctamente acondicionadas para poder operar con ellas y así garantizar que el sistema de adquisición de señales siempre las suministre con un mismo formato. Dichas señales serán las de entrada y salida del conversor DC/DC, correspondientes con la señal de salida del panel fotovoltaico y la señal amplificada por el circuito de conversión respectivamente. Con esto claro, se procederá a realizar el algoritmo MPPT en un microcontrolador Arduino Nano Every que posee el chip ATMEL ATmega4809 AVRm cuyas características más relevantes son las siguientes:

- Alimentación del Arduino de 5 V/1 A.
- Procesador ATmega4809 a 16 MHz (variable a 20 MHz).
- Entradas analógicas de hasta 5 V con ADC de 10 bits (resolución = 4,88 mV).
- Buses de comunicación I2C y SPI.
- Interrupciones externas en todos los pines.



Fig. 4.5: Arduino Nano Every escogido para implementar el algoritmo MPPT

4.1 Alimentación del microcontrolador

En vista que el Arduino se alimenta a 5 V, es necesario realizar un circuito de alimentación para este. Este puede ser implementado mediante un regulador de tensión conmutado, como el LT1074, el cual posee en su interior un conversor Buck, un oscilador

y diversos elementos pasivos (véase figura 4.5). Este sistema de alimentación estará conectado al panel solar directamente, cuya tensión máxima se ha observado que puede llegar hasta los 45 V, siendo la tensión máxima que soporta el regulador LT1074 de 60 V, por lo que existe un margen de seguridad para usarlo sin inconveniente.

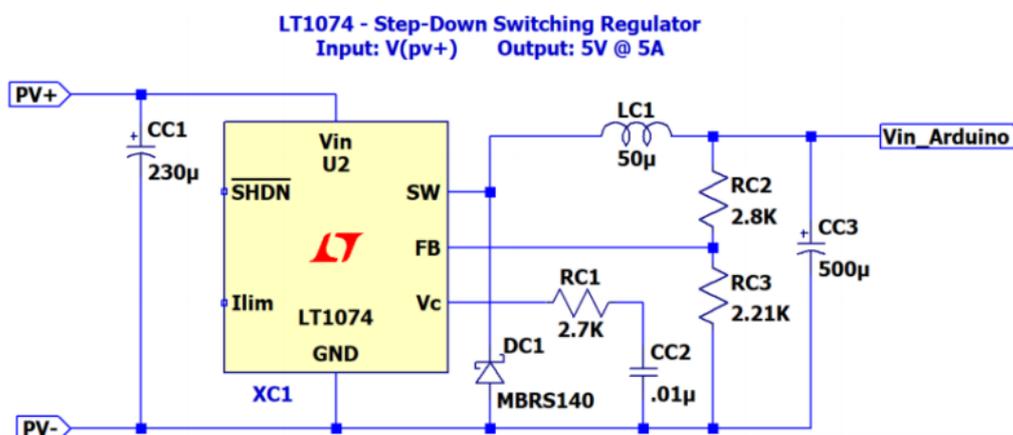


Fig. 4.6: Esquema del circuito de alimentación para el circuito de control. Fuente: Circuitos de ejemplo de LTSpice.

Analog Devices.

4.2 Algoritmo MPPT

La búsqueda del punto de máxima potencia del panel solar (MPP) se basa en algoritmos secuenciales (MPPT) que se programará en el microcontrolador. Dicho algoritmo actuará para que el ciclo de trabajo de la señal PWM que actúa sobre la puerta del MOSFET sea mayor o menor según se necesite en cada momento. Para implementar un MPPT hay diversos algoritmos iterativos para optimizar el tiempo en alcanzar el valor del MPP. Algunos de estos son:

- Perturba y Observa (P&O): Es uno de los algoritmos más utilizados en aplicaciones fotovoltaicas y más simples de implementar. Se basa en ir aumentando la tensión de entrada (la tensión de panel solar), observar cómo varía la potencia a la salida del convertor DC/DC y en base a esto, ajustar la siguiente perturbación a la entrada hasta alcanzar el MPP del panel, lo cual lo indica el momento en el que la siguiente iteración provoca una disminución de la potencia a la salida del convertor.

- Conductancia incremental: Este es una mejora del algoritmo P&O, donde no solo se tiene en cuenta las variaciones en la potencia de salida, sino que también considera la derivada de la potencia de salida respecto al voltaje o la corriente, ya que el MPP corresponde al máximo de la curva potencia/voltaje del panel (véase figura 2). Este seguimiento es más preciso ya que por medio de la derivada, se conoce el valor al que debe llegar la potencia a la salida y por ende, es más rápido y menos fluctuante que el algoritmo P&O común. Tiene una mayor complejidad de implementación pero da resultados más óptimos.
- Sistema analógico P&O Orientado: Se basa en que el algoritmo es capaz de detectar si el sistema está trabajando a la izquierda o a la derecha de la curva característica P-V y actuar en consecuencia. Este sistema en específico suele implementarse de manera analógica, que es el que será explicado a continuación. Para entender su principio de funcionamiento, supondremos que debido a una modificación del ciclo de trabajo del convertidor, el sistema evoluciona de un voltaje V_A a V_B , siendo $V_A < V_B$ y estando ambos a la izquierda del MPP, por ende, la tensión a la salida debe seguir aumentando (véase figura 4.7).

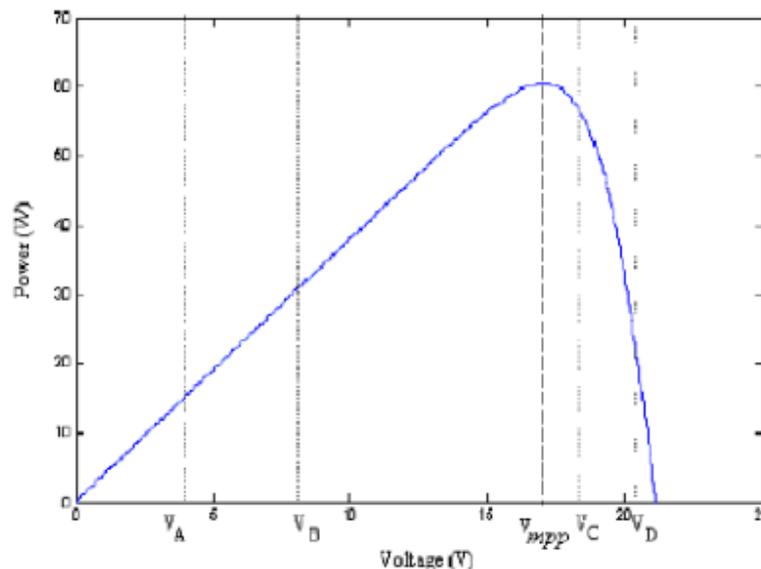


Fig. 4.7: Ejemplo haciendo uso de la curva P-V del panel.

En cada iteración, se obtienen medidas de ΔV_{panel} y ΔP_{panel} , para luego ajustar el valor del ciclo de trabajo para aproximarlos al MPP.

Para implementar el sistema de la figura. 4.8, primero se realiza la medida de tensión y corriente a la salida del panel, se multiplican mediante Mult. 1 y se consigue la variable de potencia P. Luego se colocan dos diferenciadores y dos comparadores con tierra, que generan el valor de las funciones signo (dV) y signo (dP). Estas dos señales se multiplican mediante Mult. 2 y se vuelven a comparar con tierra para generar el equivalente analógico a bit “bi” de la expresión (23).

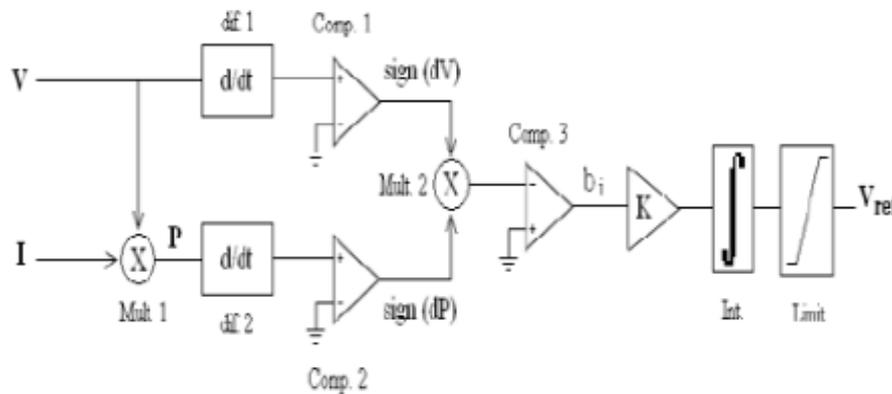


Fig. 4.8: Circuito para implementar el algoritmo P&O Orientado de forma analógica.

$$\delta_i = \delta_{i-1} + b_i \quad (23)$$

Siendo δ el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC.

Las sumas iteradas de la expresión (23), se consiguen integrando todos los “bi” y se limita para mantenerla en un rango apropiado y generar V_{ref} , la cual es la señal que puede utilizarse como señal de control de un sistema generador de PWM o bien conectarse directamente a la base de un transistor (polarizado adecuadamente) para que este establezca una intensidad colector-emisor que haga que el array fotovoltaico se sitúe en su punto de máxima potencia.

La principal complicación que se encuentra al implementar estos diseños analógicos, es la necesidad de realizar multiplicaciones analógicas dentro del circuito (Mult. 1) para poder obtener el parámetro de la potencia, cuestión que no es nada sencillo de realizar, en vista que no hay ningún integrado, circuito o método sencillo para llevarlo a cabo. Se podría utilizar amplificadores logarítmicos para aprovechar la propiedad de los logaritmos que dice que la suma de logaritmos es equivalente al logaritmo del producto, por lo que habría que transformar las señales originales a multiplicar, sumar sus logaritmos y luego deshacer la transformación de alguna forma aplicándole alguna forma exponencial a la señal. Sin embargo, este método no garantiza una fidelización de la señal original.

4.2.1 Selección y descripción del algoritmo MPPT a implementar

Visto esto, implementar un algoritmo MPPT de manera analógica tiene sus diversas complicaciones, por lo que quedan descartados para esta aplicación y tomando en cuenta la sencillez de implementarlo mediante un microcontrolador, se escogerá el algoritmo perturba y observa para nuestro diseño.

Como se mencionó anteriormente, el algoritmo P&O se basa en modificar el ciclo de trabajo del conversor para así aumentar el voltaje de entrada e ir observando la potencia a la salida del mismo. Si no se ha alcanzado aún el punto de máxima potencia del panel, al aumentar el voltaje de entrada del conversor, la potencia a la salida también aumentará, indicando que nos encontramos en el lado izquierdo del MPP. Si al aumentar el ciclo de trabajo del circuito en una nueva iteración del algoritmo la potencia de salida del conversor empieza a disminuir, indica que ya se ha alcanzado el máximo de la curva y hay que disminuir el ciclo de trabajo para así disminuir el voltaje de entrada en la siguiente iteración. Para llevar a cabo este algoritmo hay que tener claro cómo se desglosa su estructura (véase figura 4.9).

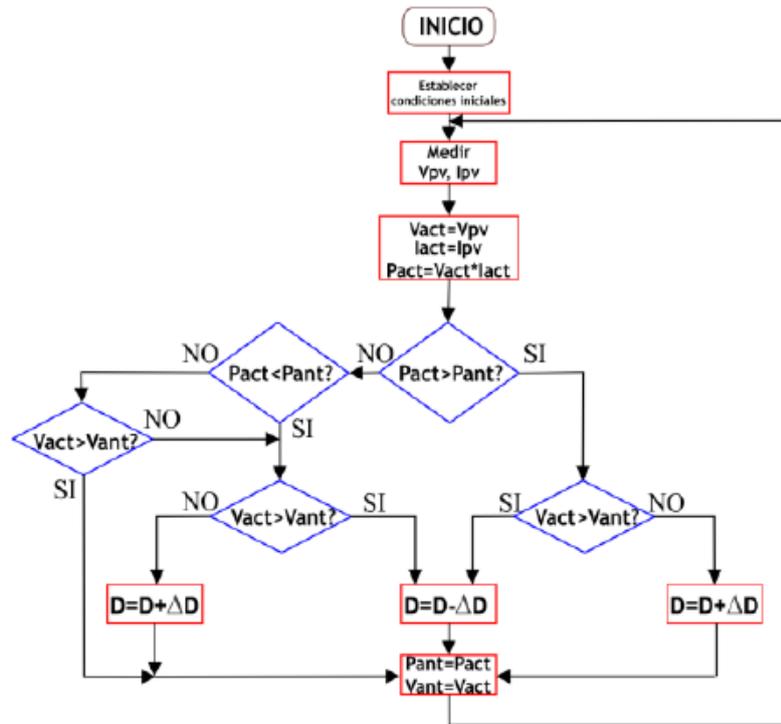


Fig. 4.9: Diagrama de flujo del algoritmo P&O para el circuito del convertor.

En este diagrama se observan las siguientes situaciones que el algoritmo debe considerar en cada caso:

- Que se midan aumentos en la potencia y la tensión extraídas del panel solar. En este caso, el punto de operación del panel se encontraría a la izquierda del punto de máxima potencia (MPP). Las siguientes modificaciones del ciclo de trabajo deberán conducir a un aumento del mismo para así seguir aumentando la tensión extraída.
- Que se mida un aumento en la potencia y una reducción en la tensión extraída del panel. En este caso el punto de operación se encontraría a la derecha del MPP de la curva característica P-V, por lo que los siguientes cambios del ciclo de trabajo deberán conducir a una disminución del mismo y así disminuir la tensión del panel solar.
- Que se mida una disminución tanto en la potencia como en la tensión extraídas del panel. En este caso, según la curva característica P-V, el punto de operación se encontrará a la izquierda del MPP y se continuaría alejándose de él si se

realizan los mismos cambios que se han estado produciendo en el ciclo de trabajo. Por ende, en la siguiente iteración el cambio en el ciclo de trabajo deberá ser en sentido opuesto al anterior.

- Que se mida una reducción en la potencia y un aumento en la tensión extraída del panel solar. En este caso, nos encontraríamos a la derecha del MPP, por lo que deberíamos hacer cambios en el ciclo de trabajo que redujeran la tensión para poder alcanzar el MPP. Como el MPP se encontraría a la izquierda del punto de operación, se deberá aumentar el ciclo de trabajo para aumentar la tensión del panel y alcanzar dicho punto.

4.2.2 Algoritmo Perturba y Observa Rápido (Fast P&O)

Este algoritmo es una variación del P&O clásico donde solo se atiende a los cambios en la potencia extraída del panel solar, siguiendo la idea de: Si con el cambio que se ha forzado en el ciclo de trabajo la potencia extraída aumenta, entonces que el ciclo de trabajo continúe variando de la misma forma. Este método está descrito en una nota de aplicación de la empresa Microchip llamado «Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms, ».

La denominación “Fast” no se le otorgó porque converja de manera más rápida que el algoritmo P&O clásico, sino porque posee menor cantidad de gasto computacional al ahorrarse la comparación de los cambios en la tensión del panel. El asunto de la velocidad de convergencia de los distintos algoritmos MPPT no ha sido abarcado en este trabajo. El diagrama de flujo de este método puede observarse en la figura 4.10.

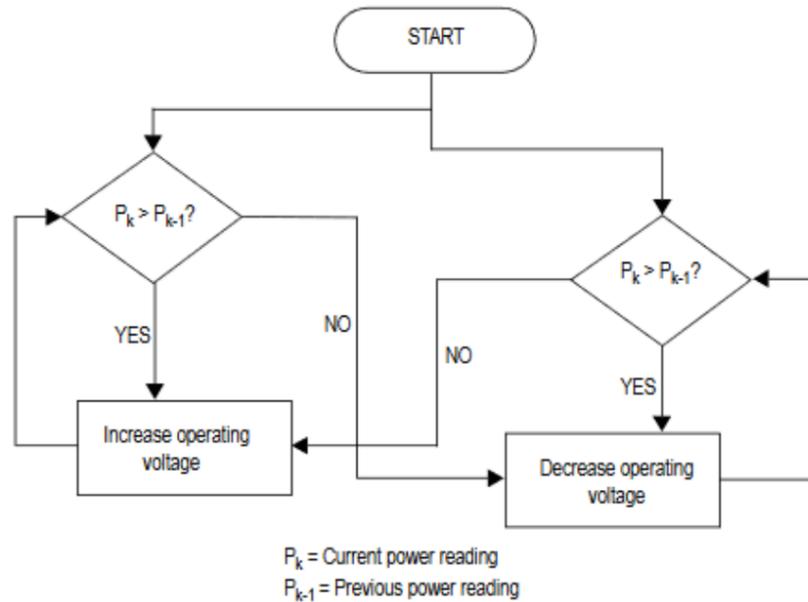


Fig. 4.10: Diagrama de flujo del método Fast P&O. Fuente Microchip Technology.

4.3 Explicación del código P&O a implementar en el Arduino

Como el Arduino funciona reproduciendo un código en bucle, es especialmente útil para aplicaciones en las que se requiera monitorizar magnitudes. En este caso, el bucle principal se encargará de observar las magnitudes de salida medidas del panel solar y en función de ello, decidir si aumentar o disminuir el voltaje de entrada del convertidor.

Primero se establecen las condiciones iniciales, por lo que se definen los pines a utilizar para medir tanto el voltaje como la corriente del panel. También se asignará un pin PWM para controlar el MOSFET del Flyback con este mismo microcontrolador:

```
const int voltagePin = A0; // Pin analógico para medir voltaje
```

```
const int currentPin = A1; // Pin analógico para medir corriente
```

```
const int pwmPin = 9; // Pin PWM para controlar el convertidor DC-DC
```

Se inicializan las variables para almacenar los valores leídos por los sensores:

```
float voltage = 0.0;

float current = 0.0;

float power = 0.0;

float prevPower = 0.0;

float prevVoltage = 0.0;
```

Seguidamente, se definirán los parámetros utilizados para realizar el algoritmo P&O:

```
float stepSize = 0.1; // Tamaño del paso para ajustar el voltaje de operación
```

```
void setup() {

    Serial.begin(9600); // Iniciar la comunicación serie para la depuración

    pinMode(voltagePin, INPUT);

    pinMode(currentPin, INPUT);

    pinMode(pwmPin, OUTPUT);

}
```

Una vez se tiene la configuración inicial lista, se procede a realizar el bucle principal del programa el cual definirá el algoritmo P&O:

```
void loop() {

    // Se leen los valores de voltaje y corriente del panel
```

```
voltage = analogRead(voltagePin) * (5.0 / 1023.0); // Convertir a voltaje real
current = analogRead(currentPin) * (5.0 / 1023.0); // Convertir a corriente real
```

Para leer los valores analógicos es necesario entender que los pines del Arduino tienen una resolución de 10 bits, y como este trabaja entre 0 y 5 V, significa que en este rango se pueden registrar hasta 1023 valores de una señal analógica, en vista que el número en binario más alto que se registra con 10 bits de resolución es el B1111111111 que corresponde al 1023 en decimal. Por esto, a la señal leída debe aplicársele un factor de conversión de: $X * \frac{5}{1023}$, siendo X la señal medida.

```
// Se calcula la potencia del estado actual
power = voltage * current;

// Algoritmo P&O
if (power > prevPower) { //Se compara la potencia almacenada con la actual
  if (voltage > prevVoltage) {
    stepSize = abs(stepSize); // Continuar aumentando el voltaje
  } else {
    stepSize = -abs(stepSize); // Continuar disminuyendo el voltaje
  }
} else {
  if (voltage > prevVoltage) {
    stepSize = -abs(stepSize); // Invertir dirección: disminuir el voltaje
  } else {
    stepSize = abs(stepSize); // Invertir dirección: aumentar el voltaje
  }
}
```

```
}  
}
```

Una vez se define el algoritmo P&O, se procede a realizar la función del ajuste de la señal PWM, imprimir los valores por pantalla y actualizar las variables iniciales para una nueva iteración del bucle:

```
// Se ajusta el punto de operación (PWM) basado en el tamaño del paso  
adjustPWM(stepSize);  
  
// Se actualizan las variables para la siguiente iteración  
prevPower = power;  
prevVoltage = voltage;  
  
// Se imprimen los valores por pantalla para la depuración  
Serial.print("Voltage: ");  
Serial.print(voltage);  
Serial.print(" V, Current: ");  
Serial.print(current);  
Serial.print(" A, Power: ");  
Serial.print(power);  
Serial.println(" W");  
  
delay(500); // Se emplea un retardo para antes de realizar la siguiente medición  
}
```

```
void adjustPWM(float step) {  
    // Se lee el valor actual del PWM  
    int pwmValue = analogRead(pwmPin);  
  
    // Ajustar el valor del PWM  
    pwmValue += step * 255; // Se convierte el tamaño del paso a un valor adecuado para el  
                               // PWM  
  
    // Limitar el valor del PWM dentro del rango válido (0-255)  
    pwmValue = constrain(pwmValue, 0, 255);  
  
    // Aplicar el nuevo valor del PWM  
    analogWrite(pwmPin, pwmValue);  
}
```

Este es el código a programar en el Arduino para realizar el seguimiento del MPP del panel solar controlando el ciclo de trabajo del convertidor Flyback.

5 Etapa de inversión

Esta última etapa a estudiar del diseño del microinversor corresponde a la transformación de la señal continua de salida del panel solar que se ha trabajado hasta ahora, en una señal de corriente alterna. La función principal del inversor, aparte de la transformación DC/AC, será la modulación de la onda alterna a obtener y la regulación del valor eficaz de la tensión de salida. Los inversores se subdividen en inversores aislados e inversores conectados a la red, su diferencia radica en que los conectados a la

red requieren una etapa de enganche de fase o lazo de seguimiento de fase, por sus siglas en inglés: phase-locked loop (PLL), el cual comprende de un sistema de control que mediante una señal de referencia (en este caso la señal de la red eléctrica) fija una señal de salida cuya estabilidad en frecuencia depende de la señal de referencia, es decir, sincroniza la señal del inversor con la señal de la red eléctrica. Diseñar un enganche de fase requeriría de mucho trabajo y tiempo del cual no se dispone, incluso se podría realizar un proyecto entero solo con estudiar y diseñar dicha etapa, por lo que únicamente se trabajará el diseño de un inversor aislado, cuya finalidad es alimentar una carga aislada con corriente alterna.

La regulación del valor eficaz de la tensión de salida en inversores autónomos suele realizarse mediante control PWM, y el proceso de inversión como tal, está basado en puentes de interruptores semiconductores de potencia con un ciclo controlado de apertura y cierre generando las ondas de pulso variables (a mayor cantidad de pulsos, menor distorsión armónica y mayor proximidad a la onda senoidal pura).

Los inversores para trabajar altas frecuencias emplean interruptores formados por transistores y diodos para producir una onda de tensión o corriente. Los interruptores deben ser bidireccionales en corriente en el caso de inversores alimentados en tensión y unidireccionales en corriente en el caso de inversores alimentados en corriente.

5.1 Topologías de inversores

En el mundo de los inversores se pueden encontrar multitud de clasificaciones, desde inversores monofásicos y trifásicos, de ondas cuadradas, ondas cuasisenoidales, ondas senoidales, etc., en función del tipo de aplicación que se les vaya a dar. Para nuestro caso, que es la etapa de salida de un sistema de inversión fotovoltaico, lo más normal es utilizar un inversor monofásico de onda senoidal. Estos inversores presentan una distorsión armónica total del 20% y sus rendimientos están por encima del 90%, por lo que son los más utilizados en electrificación rural [14].

Entre las distintas configuraciones básicas a partir de las cuales se deducen todas las demás, se encuentran las siguientes:

- Inversor en medio puente (por su término en inglés: *half bridge inverter*).
- Inversor push-pull.
- Inversor en puente completo (por su término en inglés: *full bridge inverter*).

En la figura 5 se observa el objetivo principal de la etapa de inversión:

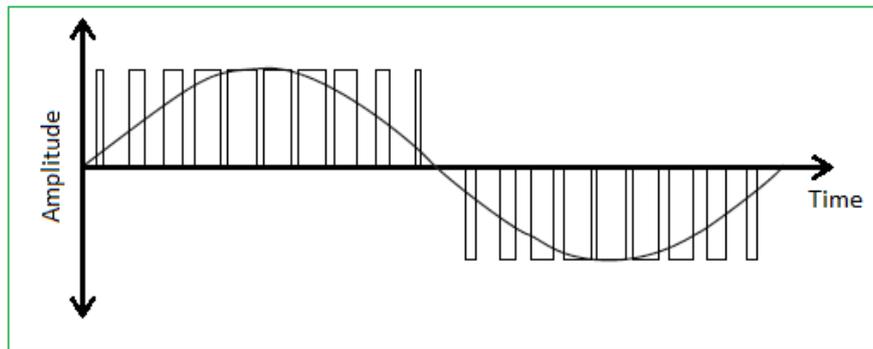


Fig. 5: Obtención de una señal senoidal a partir de la variación del ancho de pulso de una señal pulsante.

5.1.1 Inversor en medio puente

Esta es la configuración inversora más sencilla. Se compone de dos fuentes de tensión de igual valor dispuestas en serie y de dos interruptores controlados. Su principio de funcionamiento consiste en conmutar los dos interruptores (Q+ y Q-) con señales de control complementarias de forma que cada uno esté cerrado la mitad de un periodo. De esta forma se obtiene una onda cuadrada de amplitud $V_E/2$ y sin componente de continua.

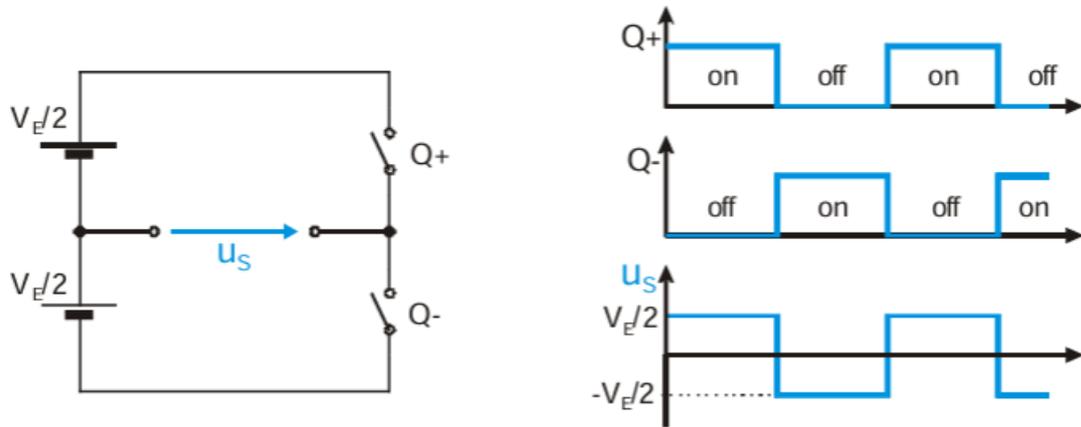


Fig. 5.1: Esquema básico de un inversor en medio puente. Fuente: Lección de electrónica de potencia sobre conversión CC-Ca.

Para implementar el circuito, se pueden emplear IGBTs con diodos en antiparalelo para que puedan trabajar en los cuatro cuadrantes, cosa que es un requisito para todo inversor. Como se observa en la figura 5.2 (a), el IGBT superior Q+ está en conducción y la tensión de salida es positiva pero la corriente debe poder tomar valores tanto positivos como negativos, siendo el diodo en paralelo a Q+ el que permite la circulación de la corriente entrante.

Cuando se dispone únicamente de una fuente de alimentación de continua de entrada, la solución que se suele implementar es la de colocar un divisor capacitivo (figura 5.2 (b)) para así obtener las dos fuentes de valor $V_E/2$ en serie. También, para conseguir aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida en un inversor en medio puente, se suele acoplar la carga a través de un transformador.

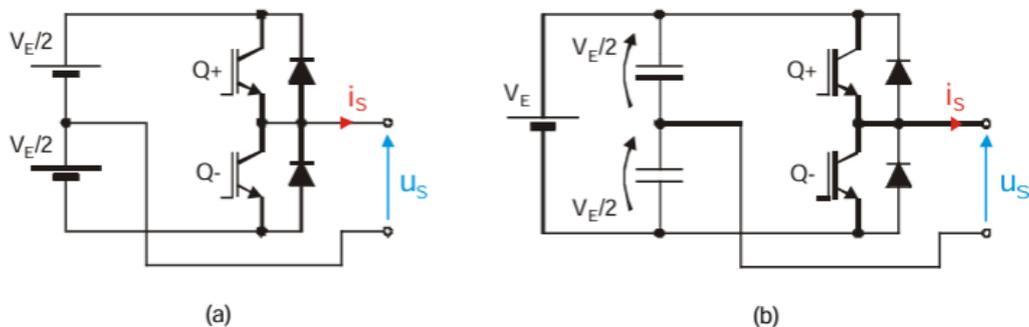


Fig. 5.2: Implementación práctica de un inversor en medio puente con IGBT. (a) Con dos fuentes simétricas. (b) Con una única fuente y un divisor capacitivo. Fuente: Lección de electrónica de potencia sobre conversión CC-Ca.

A modo de resumen, las características principales del inversor en medio puente son:

- Proporciona una onda cuadrada sin componente de continua con un contenido armónico muy elevado, por lo que el filtrado es muy complejo para esta configuración.
- La amplitud a la salida no es controlable ya que la amplitud de la onda cuadrada es igual a la tensión de alimentación.
- La frecuencia a la salida puede variarse y es igual a la velocidad de conmutación de los interruptores.
- La tensión que soportan los interruptores es el doble de la amplitud de la señal cuadrada de salida.

5.1.2 Inversor Push-Pull

El inversor en configuración push-pull es una topología que emplea dos interruptores controlados así como el inversor en medio puente, con la diferencia que este posee un transformador con toma media en el primario para obtener una onda cuadrada de alterna (véase figura 5.3). Los dos interruptores también se emplean con IGBTs controlados con señales de control complementarias al igual que en el caso anterior; de este modo, con Q+ cerrado se aplica una tensión en el semidevanado inferior del primario del transformador que induce una tensión de salida positiva U_S . Cuando se abre Q+ y se cierra Q- la situación se invierte, quedando en tensión el semidevanado superior que induce una tensión de salida negativa. Mientras Q- permanece cerrado, el transistor Q+ soporta el doble de tensión de entrada V_E debido a que se suman las tensiones de los dos semidevanados del primario.

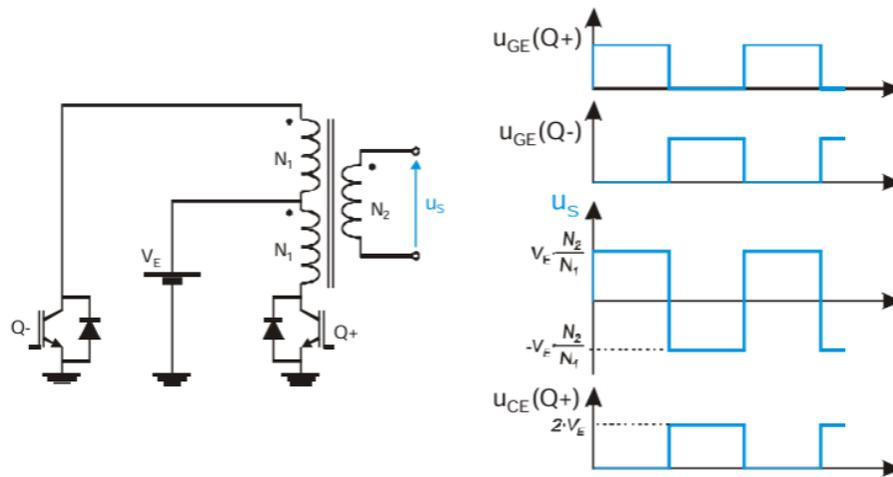


Fig. 5.3: Circuito y funcionamiento de un inversor Push-Pull. Fuente: Lección de electrónica de potencia sobre conversión CC-Ca.

A modo de resumen, las características del push-pull serían las siguientes:

- Proporciona una onda cuadrada al igual que el inversor en medio puente, por lo que el contenido armónico es elevado.
- La amplitud de salida no es controlable y es directamente proporcional a la tensión de alimentación. Sin embargo, la frecuencia si se puede variar variando la velocidad de apertura y cierre de los interruptores.
- Las señales de control de ambos interruptores están referidas a un mismo punto, lo que simplifica la implementación del circuito de control.

5.1.3 Inversor en Puente Completo o Puente H

El inversor en puente completo se compone de cuatro interruptores agrupados en dos ramas, una primera formada por Q_1 y Q_2 y la segunda formada por Q_3 y Q_4 . Al disponer de cuatro interruptores, el número de estados posibles es mayor que en las configuraciones estudiadas anteriormente y para un mismo esfuerzo de tensión en los semiconductores, se obtiene el doble de amplitud en la tensión de salida, duplicando la capacidad de manejar potencia; así mismo, permite a la salida tomar los valores de $+V_E$, $-V_E$ y 0. Estas características permiten implementaciones más complejas y mayores

posibilidades de control, como el control sin deslizamiento de fase y control con deslizamiento de fase.

- Puente completo sin deslizamiento de fase: En este tipo de control se hace conmutar alternativamente los interruptores de cada diagonal, es decir, que mientras Q_1 y Q_4 están cerrados, Q_2 y Q_3 estarán abiertos y viceversa, obteniendo así una señal de salida cuadrada de amplitud V_E (véase figura 5.4).

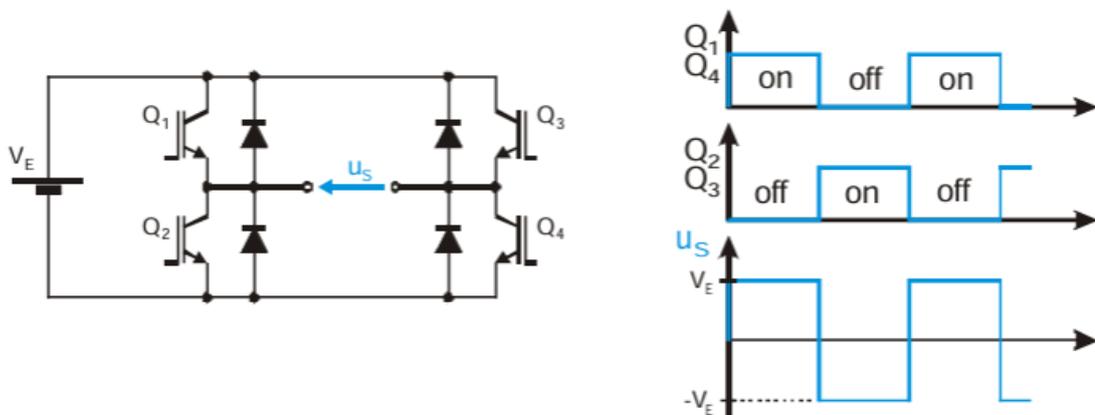


Fig. 5.4: Esquema del circuito de un inversor en puente completo sin deslizamiento de fase. Fuente: Lección de electrónica de potencia sobre conversión CC-Ca.

- Puente completo con deslizamiento de fase: En el modo de control sin deslizamiento visto anteriormente, el puente trabaja con las señales de ambas ramas desfasadas 180° entre sí. Si se modifica este ángulo de desfase se obtienen los intervalos durante los cuales permanecen cerrados ambas parejas de transistores, tanto los superiores como los inferiores, de modo que se obtiene una tensión de salida con intervalos nulos. Mediante este desfase (que se describe con un ángulo de desfase) se puede obtener algunas ventajas de control, como el poder modificar la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida y aproximar mucho más la forma de la onda a una senoidal, reduciendo así el contenido armónico de la misma.

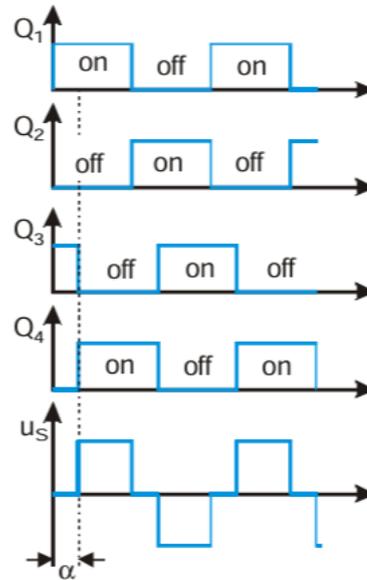


Fig. 5.5: Señales de salida de un inversor en puente completo con deslizamiento de fase. Fuente: Lección de electrónica de potencia sobre conversión CC-Ca.

5.1.4 Inversor ZSI (Z-Source Inverter)

La topología de inversor de fuente Z se caracteriza por la existencia de una red de impedancia formada por inductores y condensadores entre la fuente de entrada y la etapa de inversión. Este tiene la capacidad particular de utilizar interruptores inversores para elevar el voltaje del bus de corriente continua y tiene la característica de tener la capacidad Buck-Boost sin hacer uso de un conversor como tal, lo que le permite tener un amplio rango de voltaje y ofrecer un concepto novedoso para la inversión de potencia (véase figura 5.6). Hoy en día se están trabajando en muchas modificaciones y mejoras para este tipo de inversor.

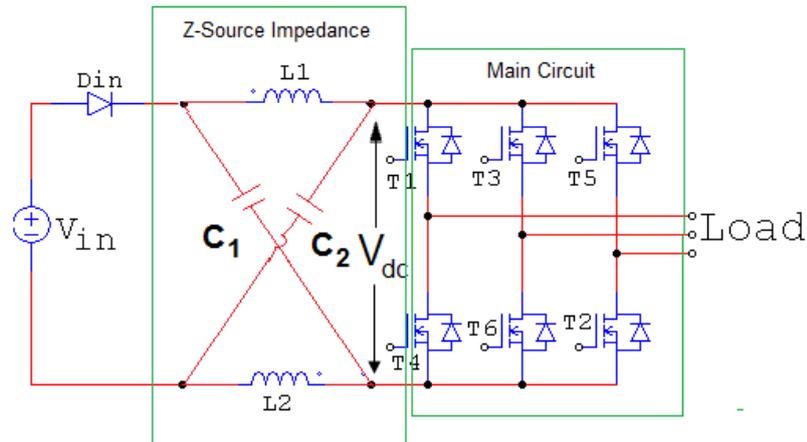


Fig. 5.6: Esquema del Z-source invertir (ZSI).

Sin embargo, esta topología no es adecuada para tensiones DC de entrada bajas, ya que no suprimen la corriente de irrupción y produce corrientes fuente de entradas discontinuas por el puente de impedancias. Así mismo, los circuitos fuente e inversor deben tener tierras distintas, por lo que requieren condensadores de alta tensión, llevando a un aumento en coste y tamaño del sistema.

5.1.5 Inversor QZSI (Quasi-Z-Source Inverter)

Esta topología fue propuesta inspirada en la ya antes mencionada ZSI, de forma que reorganizando sus componentes, se consigue esta configuración (véase figura 5.7). El inversor QZSI adquiere todas las ventajas del ZSI, modificando la interfaz de la red de impedancia entre la fuente y el inversor, y mejorando otras. Este reduce la tensión de conmutación y la clasificación de componentes pasivos, mejorando la eficiencia y fiabilidad del inversor, así mismo, posee corriente de entrada continua y la etapa de inversión comparte la misma tierra con la fuente de entrada. Esto lo hace un inversor adecuado para el acondicionamiento de la energía de sistemas fotovoltaicos.

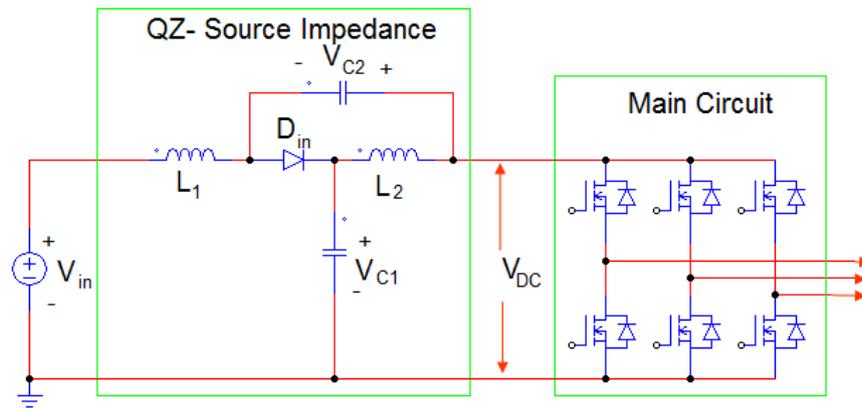


Fig. 5.7: Esquema del inversor Quasi Z-Source Inverter (QZSI).

De acuerdo con los modos de funcionamiento, sea en corriente o en tensión, los inversores QZSI pueden clasificarse en cuatro categorías:

- QZSI alimentados en tensión y con corriente de entrada continua.
- QZSI alimentados en tensión y con corriente de entrada discontinua.
- QZSI alimentados en corriente y con corriente de entrada continua.
- QZSI alimentados en corriente y con corriente de entrada discontinua.

5.2 Simulación del inversor

Una vez vistas distintas topologías de inversores y que básicamente todos funcionan generando una onda cuadrada a partir de una modulación por ancho de pulso, haciendo que la carga vea una señal senoidal. Para simular el funcionamiento del inversor, será necesario simular primero la señal PWM que aportará el Arduino sobre las puertas de los MOSFETs, en vista que no existe ninguna manera de obtener un modelo de un Arduino en LTSpice. Para esto se empleará el esquema teórico en el que se comparan dos señales senoidales desfasadas 180 grados entre sí, con una señal triangular. Estas se pasan a través de un Amplificador Operacional con sus respectivas alimentaciones y se obtienen dos señales PWM entre 0 y 5 V (Spwm1 y Spwm2), como las daría el microcontrolador (véase figura 5.8). Como ambas señales deben ser

complementarias, y una vez comparadas tendremos una señal entre -5 y 5 V, será necesario restarlas para obtener una PWM en condiciones entre 0 y 5 V (véase los resultados en la figura 5.9).

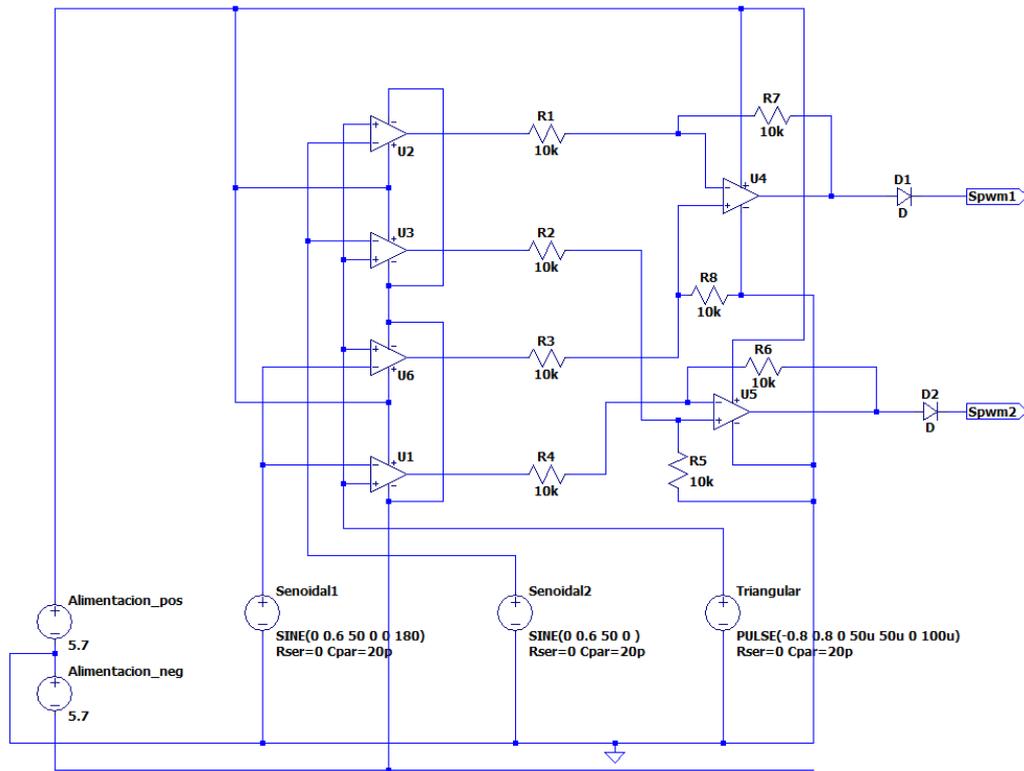


Fig. 5.8: Esquema de la simulación de la señal PWM a la salida del microcontrolador.

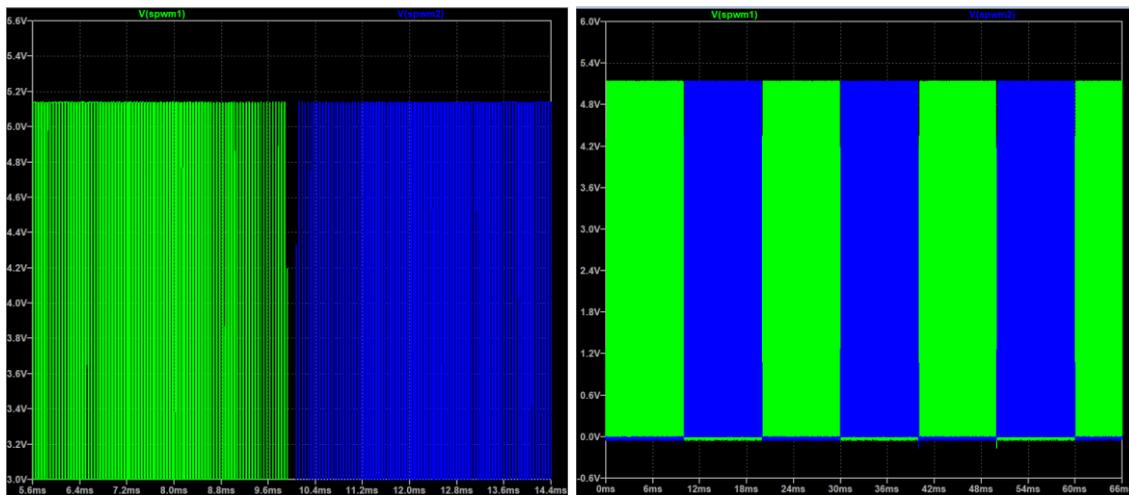


Fig. 5.9: Resultados de la simulación de las señales Spwm1 y Spwm2.

Una vez generadas las Spwm1 y Spwm2 de 0 a 5 V, para ser introducidas en los MOSFETs del puente H se necesita que estas estén entre los 10 y 20 V para poder activarlos adecuadamente, por lo que se añadirá una etapa de elevación de tensión previa al puente H. Esta etapa se implementará en baja tensión con el componente LT1162, el cual es un driver de medio puente de hasta 60 V, y ya que no se encuentran modelos Spice de drivers equivalentes para alta tensión, se realizará la simulación en alta tensión y teniendo en cuenta que habría que extrapolar este componente para alta tensión. Para el circuito acondicionador del LT1162 se tomó como referencia el circuito recomendado del LTSpice con algunas modificaciones implementadas del circuito de acondicionamiento dado por el datasheet (véase figura 5.10).

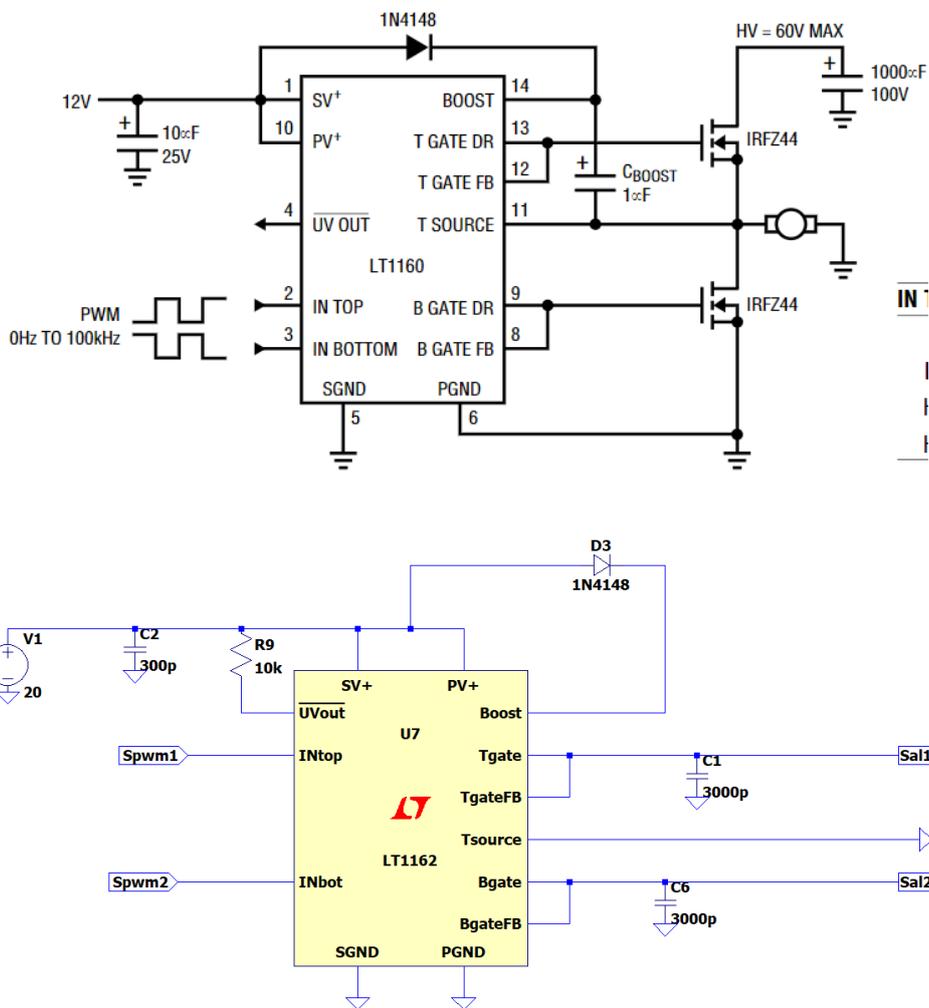


Fig. 5.10: Esquema del circuito acondicionador del LT1162. Arriba: Circuito de aplicación típica del datasheet del componente. Abajo: Circuito montado en LTSpice.

Una vez montado el circuito elevador, se simula para observar las señales complementarias de salida Sal1 y Sal2.

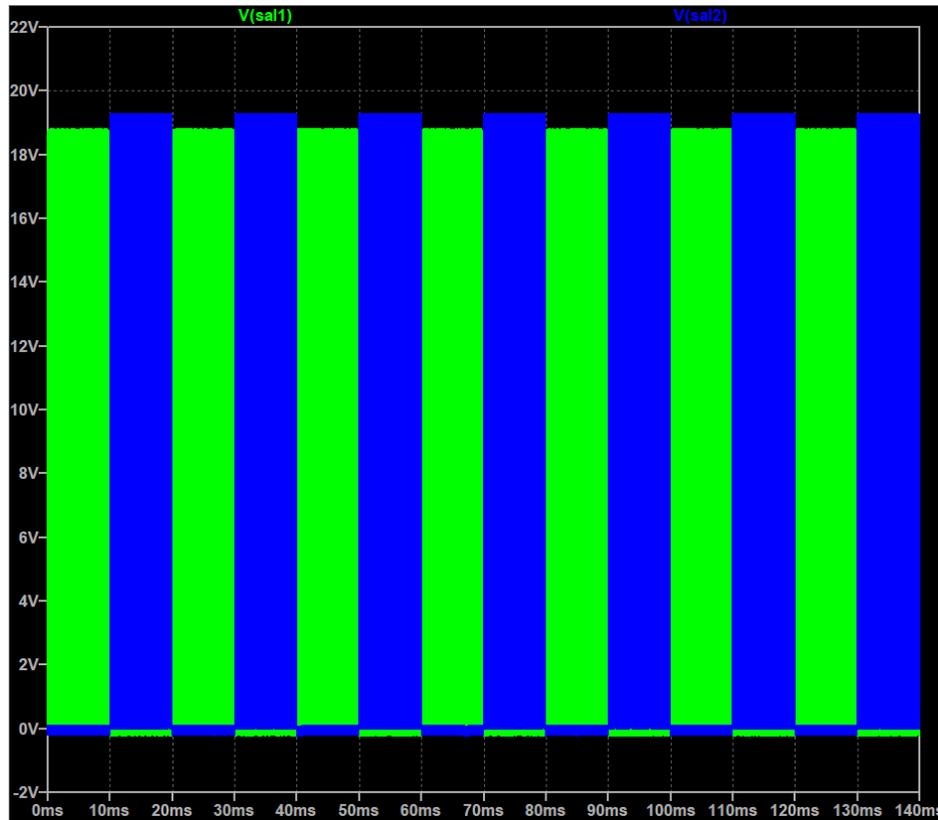


Fig. 6: Señales complementarias de salida del circuito del LT1162.

Una vez se tienen las señales PWM en un nivel de tensión adecuado, se realiza el puente H para realizar la inversión de la señal de 400 V que se tiene de la salida del convertidor DC/DC. Como el bloque que conforman estos circuitos de toda la etapa de inversión es muy complejo, al intentar introducirlo en un mismo esquema junto con el panel solar y el conversor DC/DC, el simulador tardaba demasiado en poder mostrar la forma de onda a la salida del inversor y recalentaba mucho el ordenador, por ende, se simuló la salida de la etapa de potencia con una señal continua de 400 V sumado a un rizado de 8 V (véase figura 6.1).

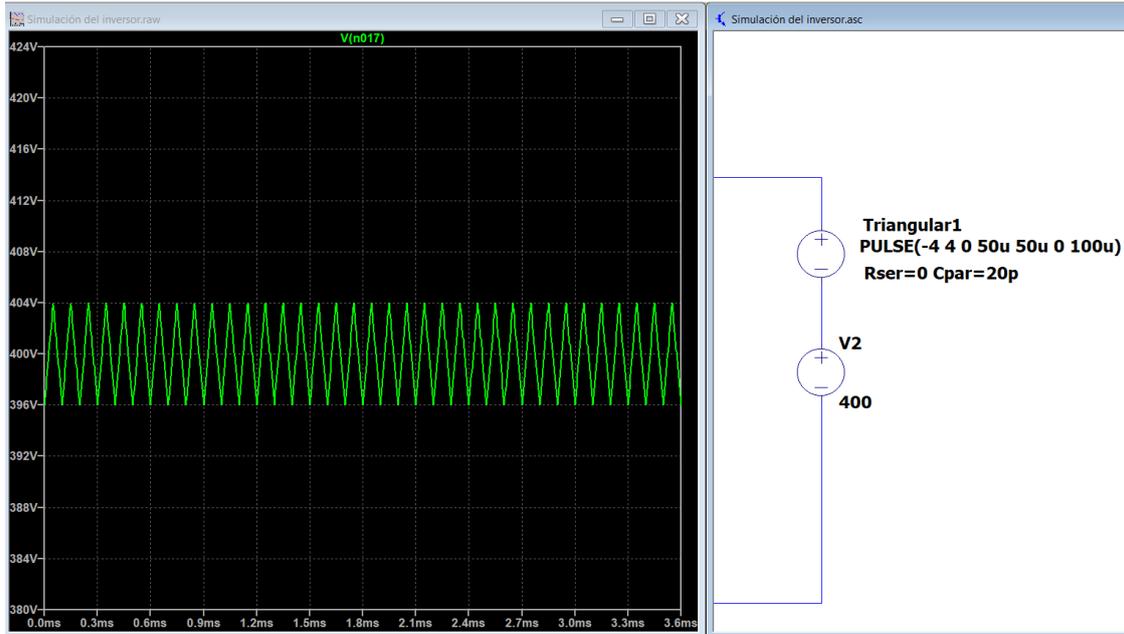


Fig. 6.1: Modelización de la señal de salida del convertor DC/DC a invertir.

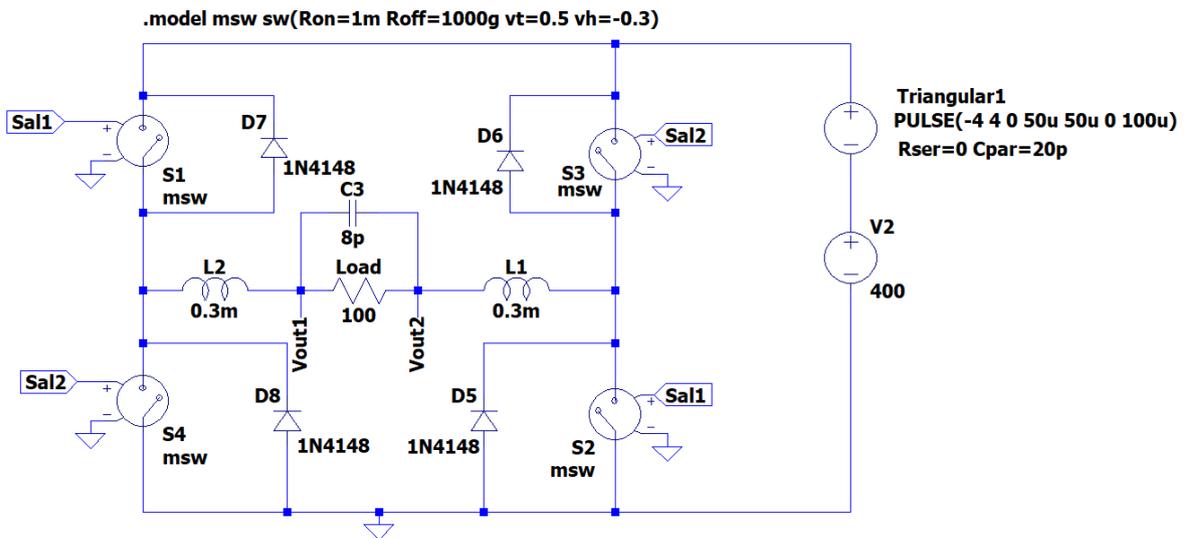


Fig. 6.2: Circuito del inversor en puente H con las señales de control en sus interruptores correspondientes.

Se implementa un filtro LC junto con la carga para filtrar la señal de salida. Los interruptores se simulan con el modelo del interruptor controlado por tensión, y una vez se tienen todos estos factores considerados se procede a simular y obtener la señal de salida del inversor:

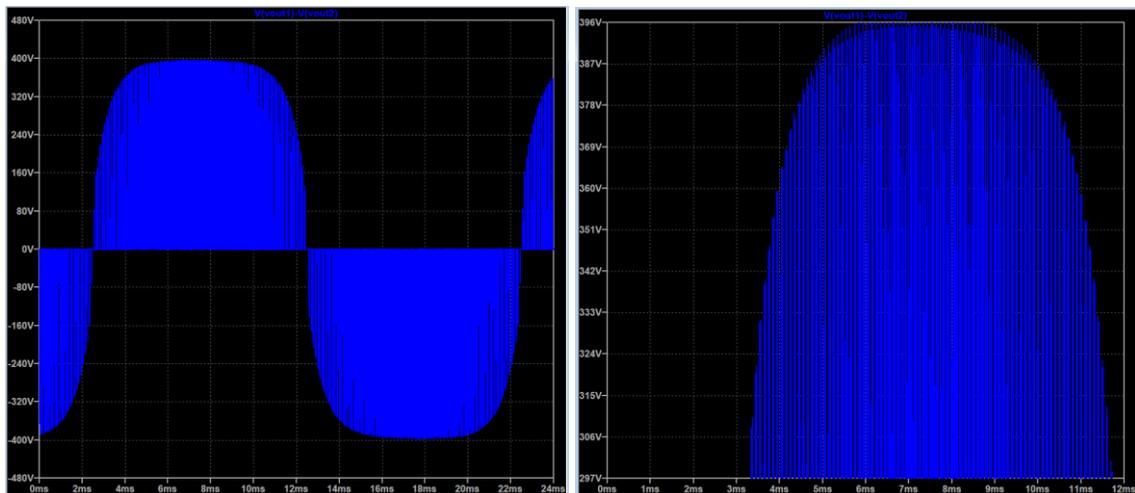
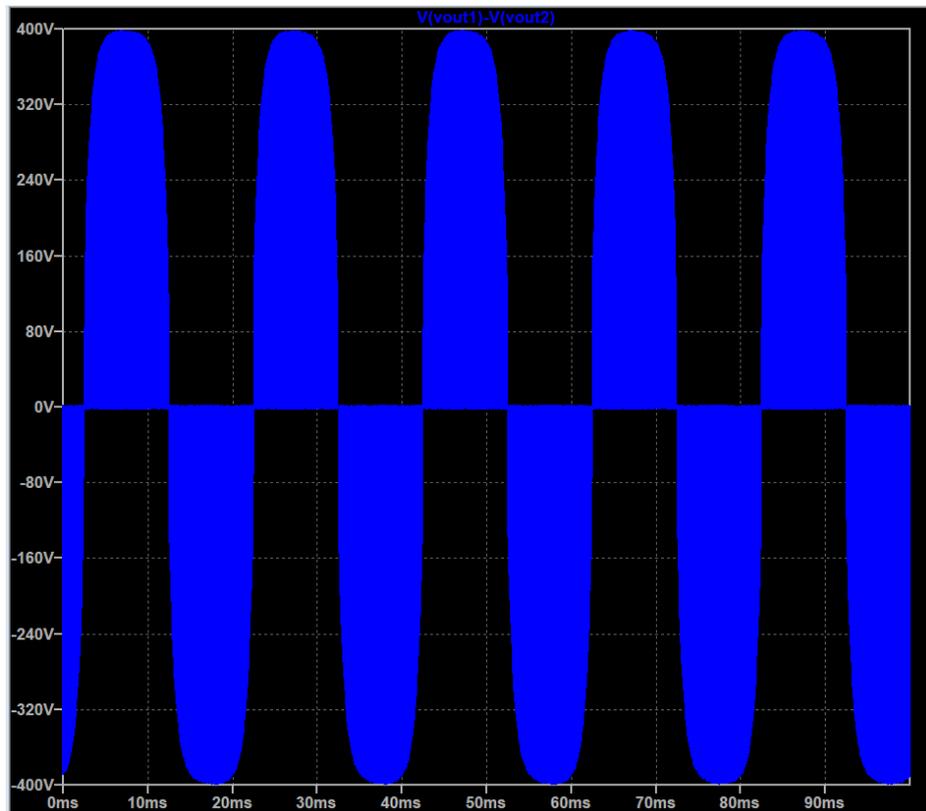


Fig. 6.3: Señal de tensión en la carga a la salida del inversor.

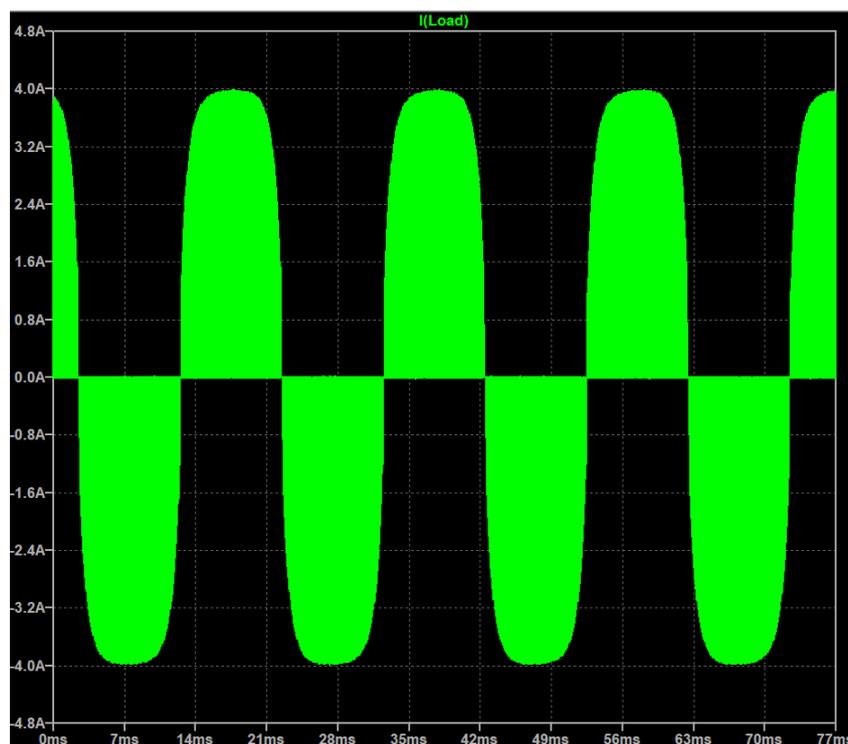


Fig. 6.4: Señal de corriente en la carga a la salida del inversor.

Se observa como la forma de la señal tanto de tensión como la de corriente corresponde a una senoidal que está formada por las pulsaciones de la conmutación de los interruptores, por ende, la señal obtenida es correcta y el inversor está funcionando como se esperaba.

6 Resultados

En el presente trabajo se ha abordado el proceso de diseño de un microinversor para un panel solar específico, capaz de maximizar el rendimiento del panel y elevar en gran manera la potencia de salida de este. Para ello se ha indagado en toda la parte eléctrica y matemática del funcionamiento de la célula fotovoltaica, y por consiguiente, del panel fotovoltaico en sí mismo, definiendo los parámetros importantes a tomar en cuenta al momento de realizar un diseño de este tipo. En base a estos requisitos del sistema, se estudiaron distintas topologías de convertidores, se escogió y diseñó un convertidor de tipo Flyback que con sus deducciones matemáticas, se pudieron

seleccionar los componentes y simular el funcionamiento del circuito en LTSpice junto con la simulación previa realizada del modelo equivalente del panel solar.

Una vez diseñado la simulación del panel y el conversor, se proponía implementarlo en un prototipo físico para poder testear su funcionamiento en condiciones reales, a pesar de que las simulaciones se realizaron lo más acorde a circunstancias reales, era conveniente montar un prototipo de todo el sistema. Sin embargo, se encontró un inconveniente a esto, y es que que el panel al tener una salida de 395 W en condiciones nominales de funcionamiento, este no podía conectarse directamente a una protoboard para probarlo ya que la quemaría y a todos los circuitos aguas debajo de este, por lo que habría que realizar un circuito que modelase el funcionamiento del panel fotovoltaico que tuviese el mismo comportamiento a escala reducida y con una potencia de salida menor. Seguido a esto, se requeriría rediseñar el conversor para que se adaptase a las condiciones de trabajo del modelo de panel solar a escala reducida y así probar su funcionamiento; y si se quisiera implementar el conversor diseñado para conectar el panel a utilizar directamente, se tuviese que montar en una PCB, realizar los cálculos térmicos para saber qué disipación térmica colocar y posiblemente implementar ventilación forzada. Por estos aspectos y por falta de tiempo, no se pudo realizar el prototipo físico del sistema.

A pesar de ello, se pudo completar el diseño de una manera teórica, culminando la etapa de inversión y simulando su funcionamiento con todas las características fundamentales que este debía cumplir. Aunque en un solo esquema no se pudo implementar todo el circuito del microinversor (desde el bloque del panel solar, el conversor DC/DC y la etapa de inversión), ya que ralentizaba en exceso el simulador y saltaban diversos errores, el bloque de inversión se simuló aparte modelando la salida del conversor DC/DC con dos fuentes de tensión, una que aportase el valor de continua de los 400 V y la otra que aportara el rizado de la señal, dando los resultados esperados y una onda senoidal prácticamente pura a la salida del sistema.

Por último, como una de las cosas que diferencia un microinversor de un inversor central es la capacidad de mejorar el rendimiento de un panel solar de manera individual, tomando en cuenta que como se ha observado a lo largo de este trabajo,

estos dispositivos están diseñados para trabajar con un solo panel solar, la parte del estudio y diseño del algoritmo MPPT implementado en un microcontrolador es fundamental, ya que este es el que permite la monitorización de las magnitudes de entrada y salida del panel y se encarga de mantenerlo trabajando en su punto de máxima potencia. A pesar de ello, su correcta implementación requería de que el prototipo del panel y el conversor fuesen montados, por lo que no se pudo probar de manera práctica su funcionamiento.

7 Propuestas para futuros trabajos

Una vez vistos los resultados del desarrollo del diseño planteado, se proponen algunas líneas para proyectos futuros que se puedan impulsar a continuación del presente trabajo:

- Mejoras del algoritmo MPPT: Debido a la gran variedad de algoritmos MPPT que existen en la actualidad, y que en este trabajo no se profundizó demasiado en los mismos; un estudio completo de implementación de algoritmos MPPT para diversos entornos de aplicación es una idea bastante interesante para desarrollar en un proyecto.
- Lazo de seguimiento de fase: Como se mencionó en el trabajo, una forma de continuarlo sería desarrollar toda la parte del lazo de seguimiento o enganche de fase, para así poder sincronizar la señal resultante del microinversor con la señal de la red eléctrica.
- Mejora a sistema modular: Una forma de desmenuzar aún más el diseño, sería implementarlo de forma modular. Para ello, la etapa de potencia donde se encuentra el elevador y su sistema de control MPPT, la etapa de inversión y la etapa de sincronización con la red, se podrían diseñar de manera independiente y compatibles unas con otras de distintas topologías. Para ello es necesario, aparte del diseño abordado en este trabajo, un diseño de un sistema de comunicación entre los módulos para que estos puedan sincronizarse entre sí y puedan ser intercambiables.

- Construcción del prototipo: Sería interesante abordar el montaje del diseño realizado para fines académicos, para así trabajarlo en entornos educativos como lo sería el máster de energías renovables de la Universidad.

8 Conclusiones

Los resultados planteados anteriormente nos llevan a concluir algunos aspectos importantes respecto al desarrollo del trabajo presentado. Aunque no se pudieron realizar los prototipos y los montajes respectivos, el desarrollo realizado en las simulaciones se completó con éxito, y el hecho de tener que buscar diversas alternativas para representar diversas situaciones en el simulador, como las señales PWM del Arduino, el circuito elevador de las mismas, el circuito del gate driver y el modelo de todo el panel solar simulado desde la célula solar misma, ha ayudado a enriquecer bastante el conocimiento y las habilidades en el uso del simulador. Por otra parte, se ha podido diseñar con éxito todo el sistema de inversión, desde el convertor DC/DC hasta el puente H, tomando en cuenta todos estos aspectos antes mencionados e incorporando diversos circuitos en un mismo diseño con el fin de obtener la señal deseada. A pesar de todas las complicaciones relacionadas con el tiempo, problemas con las simulaciones y las modificaciones constantes a las mismas, se considera que se pudo lograr el objetivo principal de este trabajo, el diseño del microinversor.

8.1 Conclusions

The results presented above lead us to conclude some important aspects about the development of the work presented. Although the prototypes and respective assemblies couldn't be made, the development carried out in the simulations was completed successfully, and the fact of having to look for various alternatives to represent various situations in the simulator, such as the PWM signals of the Arduino, the booster circuit of these, the gate driver circuit and the model of the

entire solar panel simulated from the solar cell itself, has helped to greatly enrich the knowledge and skills in using the simulator. On the other hand, it has been possible to successfully design the entire inversion system, from the DC/DC converter to the H bridge, taking into account all these aforementioned aspects and incorporating various circuits in the same design in order to obtain the signal desired. Despite all the complications related to time, problems with the simulations and constant modifications to them, it is considered that the main objective of this work, the design of the microinverter, could be achieved.

9 Referencias bibliográficas

[1] O. Perpiñán, «Energía Solar Fotovoltaica,» 2020. [En línea]. Available:

<http://oscarperpinan.github.io/esf/>.

[2] E. Lorenzo Pigueiras, Electricidad Solar Fotovoltaica. Ingeniería de los Sistemas Fotovoltaicos, Sevilla: PROGENSA, 1994.

[3] Risen Energy Co. LTD., «Titan S datasheet,» [En línea]. Available:

<https://risenenergy.com.au/wp-content/uploads/risen-energy-390W-titan-all-black.pdf>.

[4] F. L. Luo y H. Ye, Advance DC/DC converters, Segunda Edición ed., Boca Ratón: CRC Press, 2017.

[5] L. Sciamanna, Mppt regolatori fotovoltaici, Albino: Sandit s.r.l., 2010.

[6] A. R. Hambley, Electrónica, Prentice Hall, 2001.

[7] Adafruit, «Adafruit INA219 Current Sensor Breakout,» Adafruit, [En línea]. Available: <https://learn.adafruit.com/adafruit-ina219-current-sensor-breakout>.

[8] Lección sobre Convertidores CC-CA de la asignatura de Electrónica de Potencia de la Universidad de Valencia.

[9] Datasheet del LT1160 del inversor <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/70325/LINER/LT1162.html>

[10] PLL Lazos de Fijación de Fase, por Federico Miyara. Universidad Nacional de Rosario

[11] Universitat de València, «Transistores de Potencia,» uv.es, [En línea]. Available: <https://www.uv.es/marinjl/electro/transistores.html>.

[12] S. Dezso, L. Mathe, T. Kerekes, S. Viorel Spataru y R. Teodorescu, «On the Perturb-and-Observe and Incremental Conductance MPPT Methods for PV Systems,» *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 3, nº 3, p. 1070, 2013.

[13] Manual del Arduino Nano Every. <https://store.arduino.cc/products/arduino-nano-every>

[14] Artículo sobre inversores realizado por Yuba S.L., empresa especializada en energías renovables. <http://www.yubasolar.net/2015/02/inversores.html>

10 Anexos

10.1 Documentación del panel solar proporcionado para el diseño



TITAN
MÓDULO PERC MONOCRISTALINO DE ALTO RENDIMIENTO

G5.3

RSM40-8-395M-420M

120 celdas	395-420Wp
Módulo PERC mono	Rango de potencia de salida
1500VDC	21,8%
Voltaje máximo del sistema	Máxima eficiencia

Principales características destacadas:

-  Marca global, financiable de nivel 1, con fabricación automatizada de última generación certificada de forma independiente.
-  El menor coeficiente térmico de energía líder en la industria
-  12 años de garantía de producto líder en la industria
-  Excelente rendimiento de baja irradiancia
-  Excelente resistencia a PID
-  Tolerancia de potencia ajustada positiva (0~+3%)
-  Inspección 100% EL de doble etapa que garantiza un producto sin defectos*
-  La agrupación de módulos por Corriente (Imp) reduce las pérdidas por desajuste en los arreglos de string.
-  Excelente resistencia a carga mecánica, 2400Pa y a carga de nieve 5400Pa.
-  Certificación integral de productos y sistemas
 - IEC61215: 2016; IEC61730-1 / -2: 2016;
 - Sistema de gestión de calidad ISO 9001: 2015
 - ISO 14001: 2015 Sistema de gestión ambiental
 - ISO 45001: 2018 Sistema de gestión de seguridad y salud ocupacional

Acerca de Risen Energy

Risen Energy es un fabricante líder mundial de primer nivel de productos fotovoltaicos solares de alto rendimiento y proveedor de soluciones comerciales totales para la generación de energía a escala residencial, comercial y de servicios públicos. La empresa, fundada en 1986 y que cotiza en bolsa en 2010, impulsa la generación de valor para sus clientes globales elegidos. La innovación tecnológica y comercial, respaldada por una calidad y un soporte integrales, engloba a Risen Energy como una de las soluciones comerciales totales y completas de energía solar fotovoltaica, que se encuentran entre las más poderosas y rentables de la industria. Con presencia en el mercado local y un sólido estado de bancabilidad financiera, estamos comprometidos y somos capaces de construir colaboraciones estratégicas y mutuamente beneficiosas con nuestros socios, ya que juntos capitalizamos el creciente valor de la energía verde.

Tashan Industry Zone, Meilin, Ninghai 315609, Ningbo | PRC
Tel: +86-574-59953239 Fax: +86-574-59953599
E-mail: marketing@risenenergy.com Website: www.risenenergy.com



GARANTÍA DE RENDIMIENTO LINEAL
Garantía de producto de 12 años / Garantía de potencia lineal de 25 años

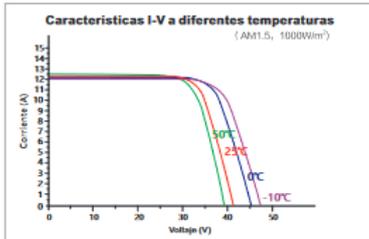
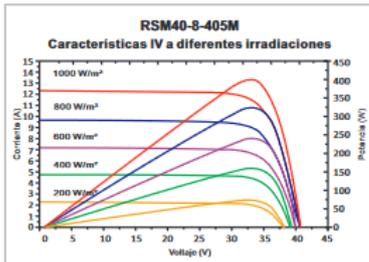
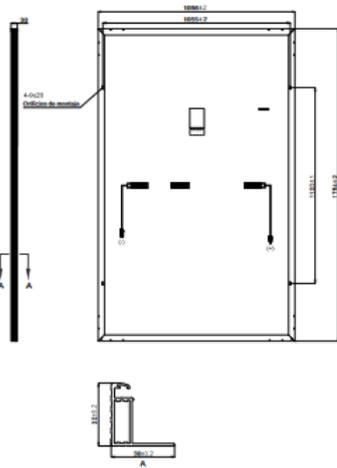


* Verifique la versión válida de la Garantía limitada del producto que es oficialmente publicada por Risen Energy Co., Ltd.

THE POWER OF RISING VALUE



Dimensiones del módulo fotovoltaico



Nuestros compañeros:

REMAD-IM-SBB-Spanish-H1-1-2023

DATOS ELÉCTRICOS (STC)

Número de modelo	RSM40-8-395M	RSM40-8-400M	RSM40-8-405M	RSM40-8-410M	RSM40-8-415M	RSM40-8-420M
Potencia nominal en Watts-Pmax (Wp)	395	400	405	410	415	420
Voltaje de circuito abierto-Voc (V)	41.00	41.30	41.60	41.90	42.20	42.49
Corriente de cortocircuito-Isc (A)	12.27	12.34	12.40	12.47	12.53	12.59
Voltaje de potencia máximo-Vmpp (V)	34.14	34.39	34.64	34.89	35.14	35.38
Corriente de potencia máxima-Impp (A)	11.58	11.64	11.70	11.76	11.82	11.88
Eficiencia del módulo (%) *	20.5	20.8	21.1	21.3	21.6	21.8

STC: Irradiancia 1000 W/m², Temperatura de celda 25 °C, Masa de aire AM1.5 según EN 60904-3.
 * Eficiencia del módulo (%): redondeo al número más cercano

DATOS ELÉCTRICOS (NMOT)

Número de modelo	RSM40-8-395M	RSM40-8-400M	RSM40-8-405M	RSM40-8-410M	RSM40-8-415M	RSM40-8-420M
Potencia máxima-Pmax (Wp)	299.4	303.1	306.9	310.7	314.5	318.3
Voltaje de circuito abierto-Voc (V)	38.13	38.41	38.69	38.97	39.25	39.52
Corriente de cortocircuito-Isc (A)	10.07	10.12	10.17	10.22	10.27	10.33
Voltaje de potencia máximo-Vmpp (V)	31.68	31.91	32.15	32.38	32.61	32.83
Corriente de potencia máxima-Impp (A)	9.45	9.50	9.55	9.60	9.65	9.69

NMOT: Irradiancia a 800 W/m², temperatura ambiente 20 °C, velocidad del viento 1 m/s.

DATOS MECANICOS

Células solares	Monocristalino
Configuración de celda	120 celdas (5×12×5×12)
Dimensiones del módulo	1754×1096×30mm
Peso	21kg
Superar	Alta transmisión, bajo contenido de hierro, vidrio ARC templado
Sustrato	Sábana blanca
Marco	Aleación de aluminio anodizado, color plateado
Caja J	Encapsulado, IP68, 1500VDC, 3 diodos de derivación Schottky
Cables	4.0mm², positivo(+)/350mm, negativo(-)/230mm (Conector incluido)
Conector	Risen Twinsel PV-SY02, IP68

TEMPERATURA Y CLASIFICACIONES MÁXIMAS

Temperatura nominal de funcionamiento del módulo (NMOT)	44°C±2°C
Coefficiente de temperatura de Voc	-0,25%/°C
Coefficiente de temperatura de Isc	0,04%/°C
Coefficiente de temperatura de Pmax	-0,34%/°C
Temperatura operacional	-40°C~+85°C
Voltaje máximo del sistema	1500VDC
Clasificación máxima del fusible de la serie	20A
Limitar la corriente inversa	20A

CONFIGURACIÓN DEL EMBALAJE

	40ft(HQ)	20ft(HQ)
Número de módulos por contenedor	936	216
Número de módulos por pallet	36	36
Número de pallets por contenedor	26	6
Dimensiones de la caja de embalaje (L x An x Al) en mm	1170×1120×1236	1170×1120×1236
Peso bruto de la caja [kg]	800	800

PRECAUCIÓN: LEA LAS INSTRUCCIONES DE SEGURIDAD E INSTALACIÓN ANTES DE UTILIZAR EL PRODUCTO.
 © 2021 Risen Energy. Todos los derechos reservados. Los contenidos incluidos en esta hoja de datos están sujetos a cambios sin previo aviso. No se otorga ningún compromiso o garantía especial por la idoneidad de un propósito especial o la instalación en un entorno extraordinario, a menos que el fabricante se comprometa específicamente de otra manera en el documento del contrato.

THE POWER OF RISING VALUE

10.2 Componentes seleccionados para el Flyback

Inductor (Lm):



www.vishay.com

IHV

Vishay Dale

Filter Inductors, High Current, Radial Leaded



FEATURES

- Printed circuit mounting
- Pre-tinned leads
- Protected by polyolefin tubing - flame retardant UL type VW-1 per MIL-I-23053/5, class 3 requirements
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?999912



RoHS COMPLIANT

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Inductance: measured at 1.0 V with no DC current

Incremental current: 2500 V_{RMS} between winding and outer circumference to within 0.250" [6.35 mm] of the insulation sleeve edge

Operating temperature: -55 °C to +125 °C (no load), -55 °C to +75 °C (at full rated current)

Maximum usable frequency: 20 kHz

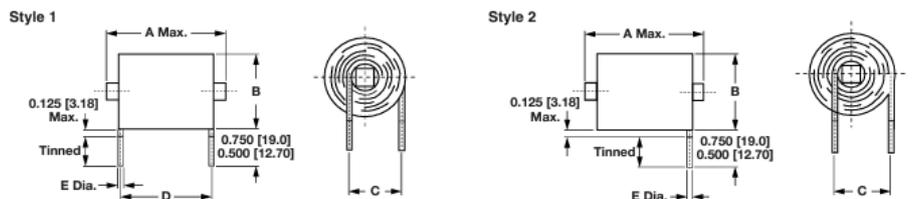
MECHANICAL SPECIFICATIONS

Terminals: extensions of the winding, solder coated

Core material: iron laminations

Encapsulant: polyolefin tubing

DIMENSIONS in inches [millimeters]



MODEL	STYLE	A (MAX.)	B ± 0.050 [± 1.27]	C ± 0.062 [± 1.57]	D ± 0.062 [± 1.57]	E (DIA.)	TYPICAL WEIGHT (g)
IHV-15-500	1	2.45 [62.23]	1.45 [36.83]	0.980 [24.89]	1.95 [49.53]	0.082 [2.08]	305
IHV-20-200	2	2.45 [62.23]	1.45 [36.83]	0.980 [24.89]	-	0.102 [2.59]	310
IHV-28-60	2	2.45 [62.23]	1.02 [25.91]	0.770 [19.56]	-	0.102 [2.59]	160
IHV-30-150	2	2.45 [62.23]	1.65 [41.91]	1.080 [27.43]	-	0.129 [3.28]	470
IHV-40-39	2	2.45 [62.23]	1.15 [29.21]	0.820 [20.83]	-	0.129 [3.28]	210
IHV-45-92	2	2.55 [64.77]	1.92 [48.77]	1.210 [30.73]	-	0.162 [4.11]	650
IHV-50-50	1	2.55 [64.77]	1.57 [39.88]	1.050 [26.67]	2.10 [53.34]	0.162 [4.11]	420
IHV-60-24	2	2.45 [62.23]	1.27 [32.26]	0.890 [22.61]	-	0.162 [4.11]	270

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS

MODEL	IND. AT 1 kHz (μH) ⁽¹⁾	TOL. (%)	SRF MIN. (MHz)	DCR MAX. (Ω)	RATED DC CURRENT (mA)
IHV-15-500	500	± 10	0.8	0.0500	15 000
IHV-20-200	200	± 10	1.2	0.0210	20 000
IHV-28-60	60	± 10	1.9	0.0085	28 000
IHV-30-150	150	± 10	2.1	0.0130	30 000
IHV-40-39	39	± 10	2.5	0.0048	40 000
IHV-45-92	92	± 10	2.9	0.0075	45 000
IHV-50-50	50	± 10	3.1	0.0045	50 000
IHV-60-24	24	± 10	5.7	0.0025	60 000

Note

⁽¹⁾ Will not change more than ± 10 % at rated current

Revision: 30-Apr-2019

1

Document Number: 34022

For technical questions, contact: magnetics@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

Condensador (C):

Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors (SMD MLCCs)

High Voltage X7R Dielectric, 500 – 3,000 VDC (Commercial Grade)



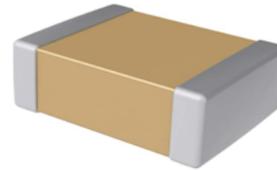
Overview

KEMET's High Voltage surface mount MLCCs in X7R Dielectric feature a 125°C maximum operating temperature and are considered "temperature stable." The Electronics Industries Alliance (EIA) characterizes X7R dielectric as a Class II material. Components of this classification are fixed, ceramic dielectric capacitors suited for bypass and decoupling applications or for frequency discriminating circuits where Q and stability of capacitance characteristics are not critical. X7R exhibits a predictable change in capacitance with respect to time and voltage and boasts a minimal change in capacitance with reference to ambient temperature. Capacitance change is limited to ±15% from -55°C to +125°C.

In addition to Commercial Grade, Automotive Grade devices are available which meet the demanding Automotive Electronics Council's AEC-Q200 qualification requirements.

Applications

- Charging stations
- LCD fluorescent backlight ballasts
- Voltage multiplier circuits
- DC/DC converters
- Power supply
- LAN/WAN interface
- High voltage decoupling
- Filters
- DC blocking
- ESD Protection



Ordering Information

C	1210	C	154	K	C	R	A	C	TU
Ceramic	Case Size (L x W)	Specification/ Series	Capacitance Code (pF)	Capacitance Tolerance	Rated Voltage (VDC)	Dielectric	Failure Rate/Design	Termination Finish ¹	Packaging/ Grade (C-Spec)
	0402 0603 0805 1206 1210 1808 1812 1825 2220 2225	C = Standard	Two significant digits and number of zeros.	J = ±5% K = ±10% M = ±20%	C = 500 B = 630 D = 1,000 F = 1,500 G = 2,000 Z = 2,500 H = 3,000	R = X7R	A = N/A	C = 100% Matte Sn L = SnPb (5% Pb minimum)	See "Packaging C-Spec Ordering Options Table"

¹ Additional termination finish options may be available. Contact KEMET for details.

Built Into Tomorrow

© KEMET Electronics Corporation • One East Broward Boulevard
Fort Lauderdale, FL 33301 USA • 954-766-2800 • www.kemet.com

C1010_X7R_HV_SMD • 8/18/2023 1

Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors, (SMD MLCCs)
High Voltage X7R Dielectric, 500 – 3,000 VDC (Commercial Grade)



Packaging C-Spec Ordering Options Table

Packaging Type ¹	Packaging/Grade Ordering Code (C-Spec)
Bulk Bag/Unmarked	Not required (Blank)
7" Reel/Unmarked	TU
13" Reel/Unmarked	7411 (EIA 0603 and smaller case sizes) 7210 (EIA 0805 and larger case sizes)
7" Reel/Marked	TM
13" Reel/Marked	7040 (EIA 0603) 7215 (EIA 0805 and largSer case sizes)
7" Reel/Unmarked/2mm pitch ²	7081
13" Reel/Unmarked/2mm pitch ²	7082

¹ Default packaging is "Bulk Bag". An ordering code C-Spec is not required for "Bulk Bag" packaging.

¹ The terms "Marked" and "Unmarked" pertain to laser marking option of capacitors. All packaging options labeled as "Unmarked" will contain capacitors that have not been laser marked. Please contact KEMET if you require a laser marked option. For more information see "Capacitor Marking".

² The 2 mm pitch option allows for double the packaging quantity of capacitors on a given reel size. This option is limited to EIA 0603 (1608 metric) case size devices. For more information regarding 2 mm pitch option see "Tape & Reel Packaging Information".

Benefits

- -55°C to +125°C operating temperature range
- Industry-leading CV values
- Exceptional performance at high frequencies
- Lead (Pb)-free, RoHS and REACH compliant
- EIA 0402, 0603, 0805, 1206, 1210, 1808, 1812, 1825, 2220, and 2225 case sizes
- DC voltage ratings of 500 V, 630 V, 1 KV, 1.5 KV, 2 KV, 2.5 KV, and 3 KV
- Capacitance offerings ranging from 10 pF to 560 nF
- Available capacitance tolerances of ±5%, ±10%, and ±20%
- Low ESR and ESL
- Non-polar device, minimizing installation concerns
- Automotive (AEC-Q200) Grade available
- 100% pure matte tin-plated termination finish allowing for excellent solderability
- SnPb plated termination finish option available upon request (5% Pb minimum)

Applications

Typical applications include switch mode power supplies (input filters, resonators, tank circuits, snubber circuits, output filters), high voltage coupling and DC blocking, lighting ballasts, voltage multiplier circuits, DC/DC converters and coupling capacitors in Ćuk converters. Markets include power supply, LCD fluorescent backlight ballasts, HID lighting, telecom equipment, industrial and medical equipment/control, LAN/WAN interface, analog and digital modems, and automotive (electric and hybrid vehicles, charging stations and lighting applications).

Application Note

X7R dielectric is not recommended for AC line filtering or pulse applications. These capacitors and/or the assembled circuit board containing these capacitors may require a protective surface coating to prevent external surface arcing.

Interruptor MOSFET (SW):

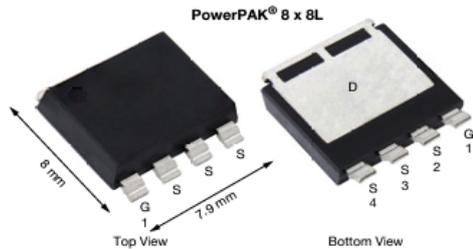


www.vishay.com

SQJQ140E

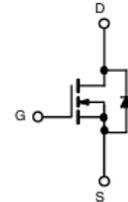
Vishay Siliconix

Automotive N-Channel 40 V (D-S) 175 °C MOSFET



FEATURES

- TrenchFET® Gen IV power MOSFET
- AEC-Q101 qualified
- 100 % R_θ and UIS tested
- Thin 1.6 mm package
- Very low thermal resistance
- Material categorization:
for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



N-Channel MOSFET

PRODUCT SUMMARY	
V _{DS} (V)	40
R _{DS(on)} (Ω) at V _{GS} = 10 V	0.00053
I _D (A)	701
Configuration	Single

ORDERING INFORMATION	
Package	PowerPAK 8 x 8L
Lead (Pb)-free and halogen-free	SQJQ140E (for detailed order number please see www.vishay.com/doc?79776)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T _C = 25 °C, unless otherwise noted)			
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-source voltage	V _{DS}	40	V
Gate-source voltage	V _{GS}	± 20	
Continuous drain current	I _D	T _C = 25 °C	701
		T _C = 125 °C	405
Continuous source current (diode conduction)	I _S	545	A
Pulsed drain current ^a	I _{DM}	1820	
Single pulse avalanche current	I _{AS}	79	mJ
Single pulse avalanche energy	E _{AS}	312	
Maximum power dissipation	P _D	T _C = 25 °C	600
		T _C = 125 °C	200
Operating junction and storage temperature range	T _J , T _{stg}	-55 to +175	°C
Soldering recommendations (peak temperature) ^c		260	

THERMAL RESISTANCE RATINGS			
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Junction-to-ambient	R _{th,JA}	44	°C/W
Junction-to-case (drain)	R _{th,JC}	0.25	

Notes

- Pulse test; pulse width ≤ 300 μs, duty cycle ≤ 2 %
- When mounted on 1" square PCB (FR4 material)
- See solder profile (www.vishay.com/doc?73257). The end of the lead terminal is exposed copper (not plated) as a result of the singulation process in manufacturing. A solder fillet at the exposed copper tip cannot be guaranteed and is not required to ensure adequate bottom side solder interconnection

S20-0985-Rev. A, 28-Dec-2020

1

Document Number: 79764

For technical questions, contact: automostechsupport@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000



www.vishay.com

SQJQ140E

Vishay Siliconix

SPECIFICATIONS (T _C = 25 °C, unless otherwise noted)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Static						
Drain-source breakdown voltage	V _{DS}	V _{GS} = 0, I _D = 250 μA	40	-	-	V
Gate-source threshold voltage	V _{GS(th)}	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	2.3	2.7	3.3	
Gate-source leakage	I _{GSS}	V _{DS} = 0 V, V _{GS} = ± 20 V	-	-	± 100	nA
Zero gate voltage drain current	I _{DSS}	V _{GS} = 0 V, V _{DS} = 40 V	-	-	1	μA
		V _{GS} = 0 V, V _{DS} = 40 V, T _J = 125 °C	-	-	50	
		V _{GS} = 0 V, V _{DS} = 40 V, T _J = 175 °C	-	-	150	
On-state drain current ^a	I _{D(on)}	V _{GS} = 10 V, V _{DS} ≥ 5 V	100	-	-	A
Drain-source on-state resistance ^a	R _{DS(on)}	V _{GS} = 10 V, I _D = 20 A	-	0.00044	0.00053	Ω
		V _{GS} = 10 V, I _D = 20 A, T _J = 125 °C	-	-	0.00092	
		V _{GS} = 10 V, I _D = 20 A, T _J = 175 °C	-	-	0.0013	
Forward transconductance ^b	g _{fs}	V _{DS} = 15 V, I _D = 80 A	-	160	-	S
Dynamic ^b						
Input capacitance	C _{iss}	V _{GS} = 0 V, V _{DS} = 25 V, f = 1 MHz	-	12 140	17 000	pF
Output capacitance	C _{oss}		-	4740	6636	
Reverse transfer capacitance	C _{rss}	V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 20 V, I _D = 40 A	-	308	432	nC
Total gate charge ^c	Q _g		-	192	288	
Gate-source charge ^c	Q _{gs}		-	55	-	
Gate-drain charge ^c	Q _{gd}		-	41	-	
Gate resistance	R _g	f = 1 MHz	0.8	1.6	2.4	Ω
Turn-on delay time ^c	t _{d(on)}	V _{DD} = 20 V, R _L = 0.5 Ω I _D = 40 A, V _{GEN} = 10 V, R _g = 1 Ω	-	26	39	ns
Rise time ^c	t _r		-	78	117	
Turn-off delay time ^c	t _{d(off)}		-	62	93	
Fall time ^c	t _f		-	32	48	
Source-Drain Diode Ratings and Characteristics ^b						
Reverse recovery time	t _{rr}	V _{DD} = 32 V, I _{FM} = 20 A, di/dt = 100 A/μs	-	94	188	ns
Reverse recovery charge	Q _{rr}		-	177	354	nC
Reverse recovery current	I _{RM}		-	-3.2	-	A
Pulsed current ^a	I _{SM}		-	-	1600	A
Forward voltage	V _{SD}	I _F = 50 A, V _{GS} = 0	-	0.8	1.1	V

Notes

- a. Pulse test; pulse width ≤ 300 μs, duty cycle ≤ 2 %
b. Guaranteed by design, not subject to production testing
c. Independent of operating temperature

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

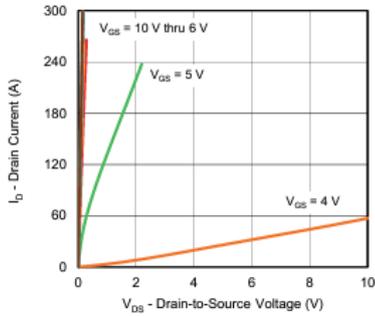


www.vishay.com

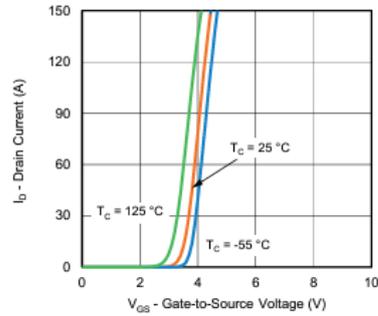
SQJQ140E

Vishay Siliconix

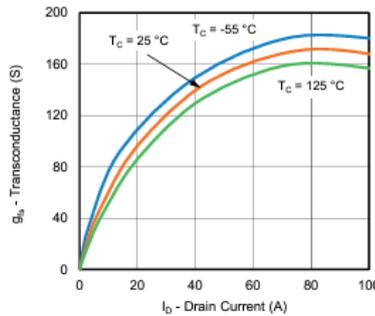
TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)



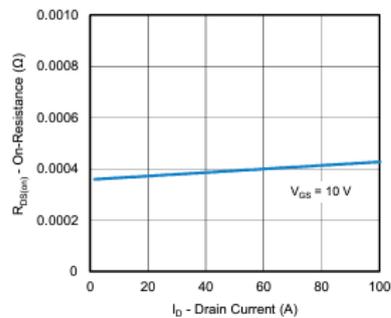
Output Characteristics



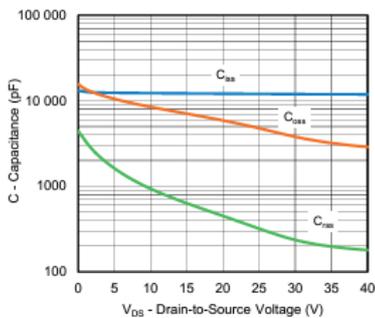
Transfer Characteristics



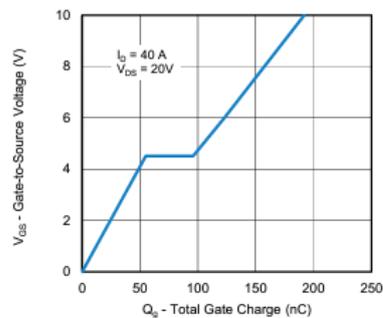
Transconductance



On-Resistance vs. Drain Current



Capacitance



Gate Charge

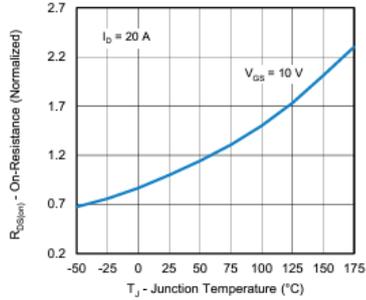


www.vishay.com

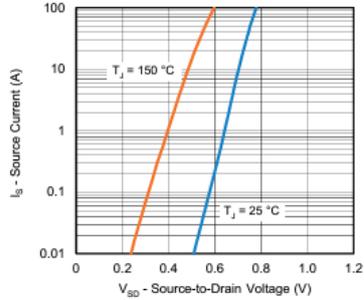
SQJQ140E

Vishay Siliconix

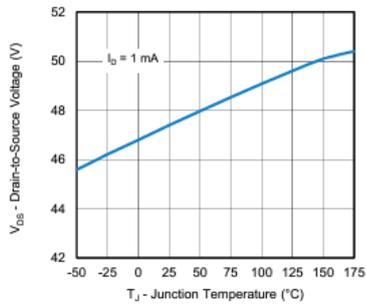
TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)



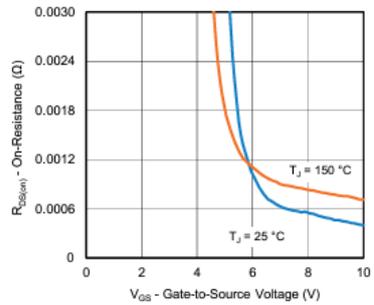
On-Resistance vs. Junction Temperature



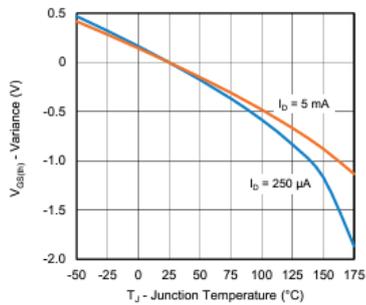
Source Drain Diode Forward Voltage



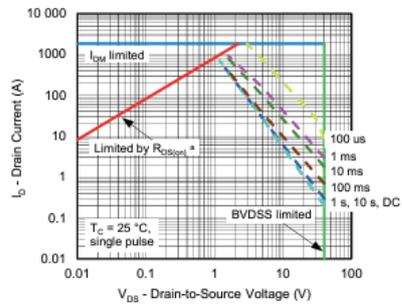
Drain Source Breakdown vs. Junction Temperature



On-Resistance vs. Gate-to-Source Voltage



Threshold Voltage



Safe Operating Area

Note

a. $V_{GS} >$ minimum V_{GS} at which $R_{DS(on)}$ is specified

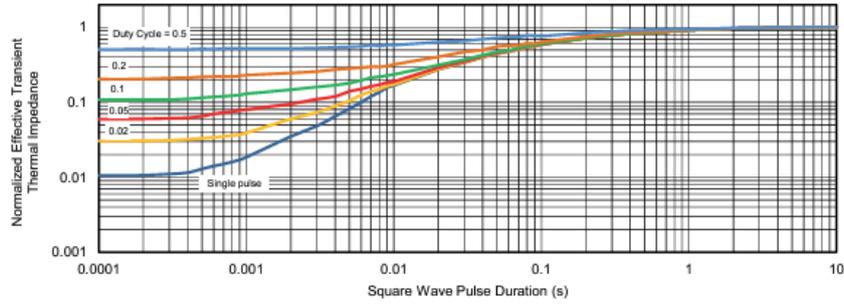


www.vishay.com

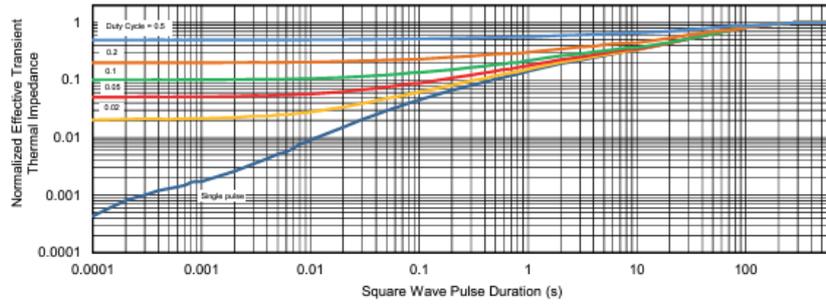
SQJQ140E

Vishay Siliconix

THERMAL RATINGS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)



Normalized Thermal Transient Impedance, Junction-to-Ambient



Normalized Thermal Transient Impedance, Junction-to-Case

Vishay Siliconix maintains worldwide manufacturing capability. Products may be manufactured at one of several qualified locations. Reliability data for Silicon Technology and Package Reliability represent a composite of all qualified locations. For related documents such as package / tape drawings, part marking, and reliability data, see www.vishay.com/ppg?79764.

S20-0985-Rev. A, 28-Dec-2020

5

Document Number: 79764

For technical questions, contact: automostechsupport@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

Diodo (D):

TOSHIBA

CMF03

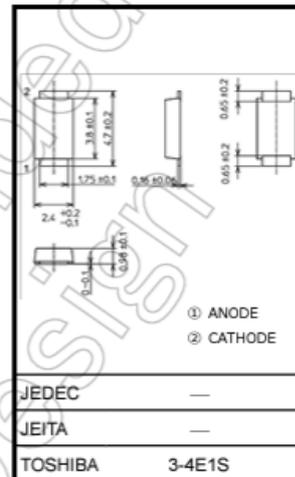
TOSHIBA Fast Recovery Diode Silicon Diffused Type

CMF03

- High-Speed Rectification (Fast recovery)
- Radio-Frequency Rectification in Switching Regulators
- DC-DC Converters

- Repetitive peak reverse voltage : $V_{RRM} = 900$ V
- Average forward current : $I_F(AV) = 0.5$ A
- Peak forward voltage : $V_{FM} = 2.5$ V (max)
- Very fast reverse-recovery time : $t_{rr} = 100$ ns (max)
- Suitable for high-density board assembly due to the use of a small Toshiba Nickname: M-FLAT™

Unit: mm



Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	900	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	0.5 (Note 1)	A
Non-repetitive peak forward surge current	I_{FSM}	10 (50 Hz)	A
Junction temperature	T_j	-40 to 125	°C
Storage temperature range	T_{stg}	-40 to 150	°C

Note 1: $T_f = 102^\circ\text{C}$ Rectangular waveform ($\alpha = 180^\circ$)

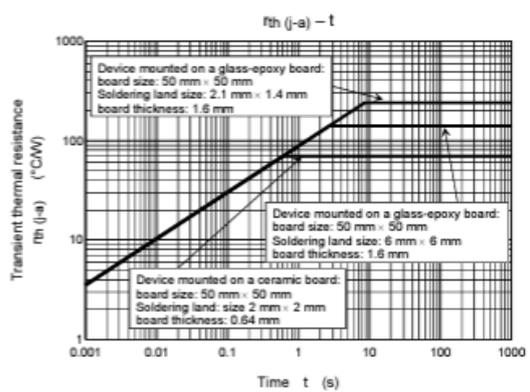
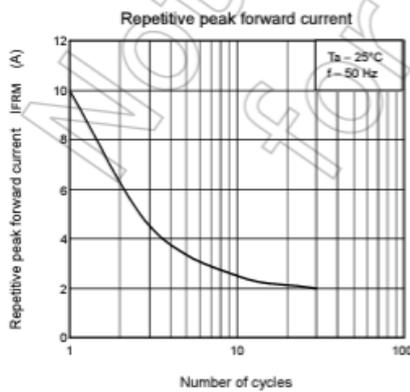
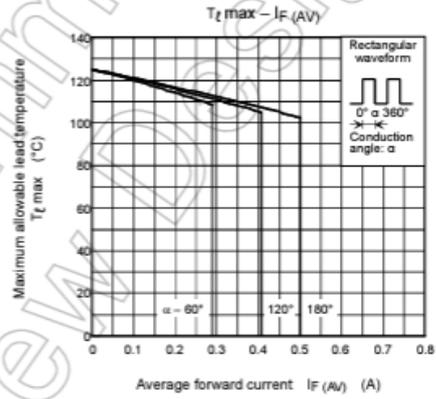
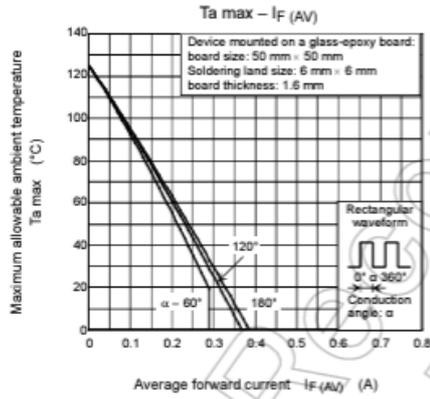
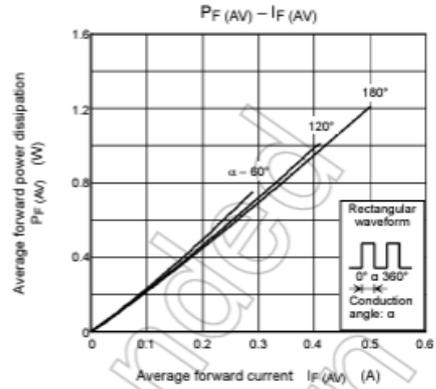
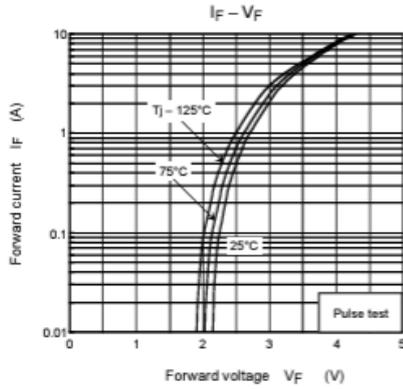
Note 2: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings. Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/"Derating Concept and Methods") and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc).

Weight: 0.023 g (typ.)

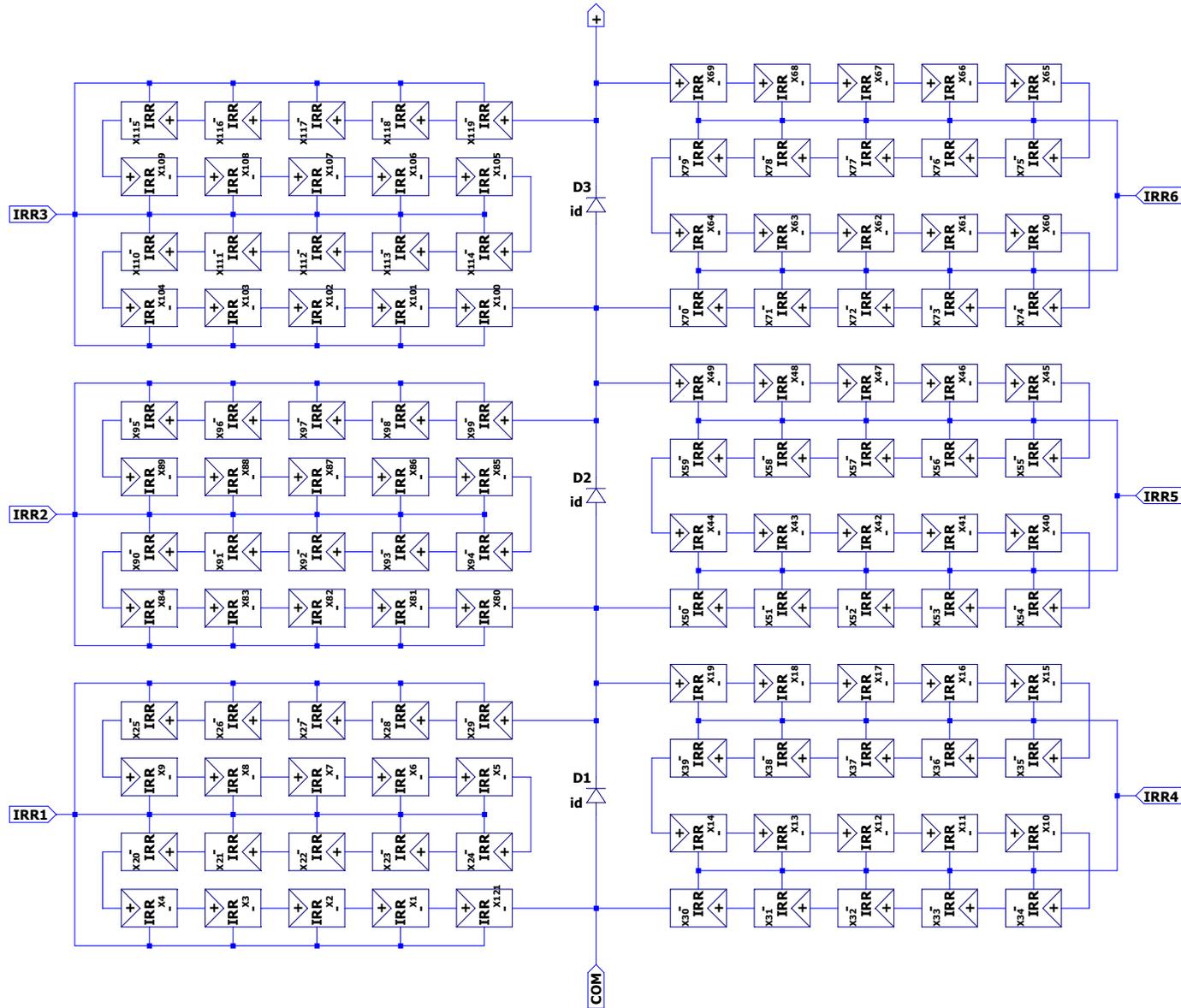
Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min	Typ.	Max	Unit
Peak forward voltage	V_{FM}	$I_{FM} = 0.5$ A (pulse test)	—	—	2.5	V
Repetitive peak reverse current	I_{RRM}	$V_{RRM} = 900$ V (pulse test)	—	—	50	μA
Reverse recovery time	t_{rr}	$I_F = 1$ A, $di/dt = -30$ A/ μs	—	—	100	ns
Forward recovery time	t_{fr}	$I_F = 1$ A	—	550	—	ns
Thermal resistance	$R_{th(j-a)}$	Device mounted on a ceramic board board size 50 mm × 50 mm soldering land size 2 mm × 2 mm board thickness 0.64 mm	—	—	60	°C/W
		Device mounted on a glass-epoxy board board size 50 mm × 50 mm soldering land size 6 mm × 6 mm board thickness 1.6 mm	—	—	135	
		Device mounted on a glass-epoxy board board size 50 mm × 50 mm soldering land size 2.1 mm × 1.4 mm board thickness 1.6 mm	—	—	210	
Thermal resistance (junction to lead)	$R_{th(j-l)}$	—	—	—	16	°C/W

Start of commercial production
2006-12



Modelo del panel solar a partir del modelo de la célula solar "ideal_solar_cell_2.asc", ordenandolas en una matriz según la configuración del panel RSM40-8-395M.



.model id d(Ron=0.1m Vfwd=0 epsilon=0.5 repsilon=0.5)

Voc=n_Voc Isc=n_Isc ki=n_ki kv=n_kv ns=n_ns np=n_np a=n_a Rs=n_Rs Rsp=n_Rsp Rsh=n_Rsh Rshp=n_Rshp

Circuito del panel solar y etapa de potencia con el Flyback

Parámetros para el panel solar

```
.param n_Voc=Voc n_Isc=Isc
.param n_ki=0.0004 n_kv=0.0025
.param n_ns=60 n_np=2
.param n_a=1.38
.param n_Rsp=167m n_Rs=n_Rsp/n_ns
.param n_Rshp=28k n_Rsh=n_Rshp/n_ns
.param Gstc=1000
```

Modelos

```
.model msw sw(Ron=1m Roff=1000g vt=0.5 vh=-0.3)
.model id d(Ron=1m Roff=100k epsilon=1 revesilon=1)
```

Opciones de Simulación

```
.options cshunt=1e-15
.options Gmin=1e-7 Abstol=1e-7 Chgtol=1e-10
.tran 0.1
```

NOTA: para que simule mejor
Tools -> Control_Panel -> SPICE ->
Reset to Default Values

Requerimientos

```
.param Vi=Vmpp Vo=400 Po=350W Dvo=Vo/100
.param Iomax=Po/vi Iomin=0.500
```

Cálculos

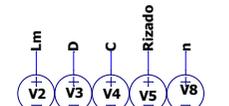
```
.param VRsw=2*Vi f=100k T=1/f
.param Lc=Vi*D*(1-D)/2/Iomin/f/n
.param D=(VRsw-Vi)/VRsw
.param load=Vo/Iomax
.param Cc=Iomax*D/Dvo/f
.param n=Vo/Vi*(1-D)/D
```

Elección de elementos

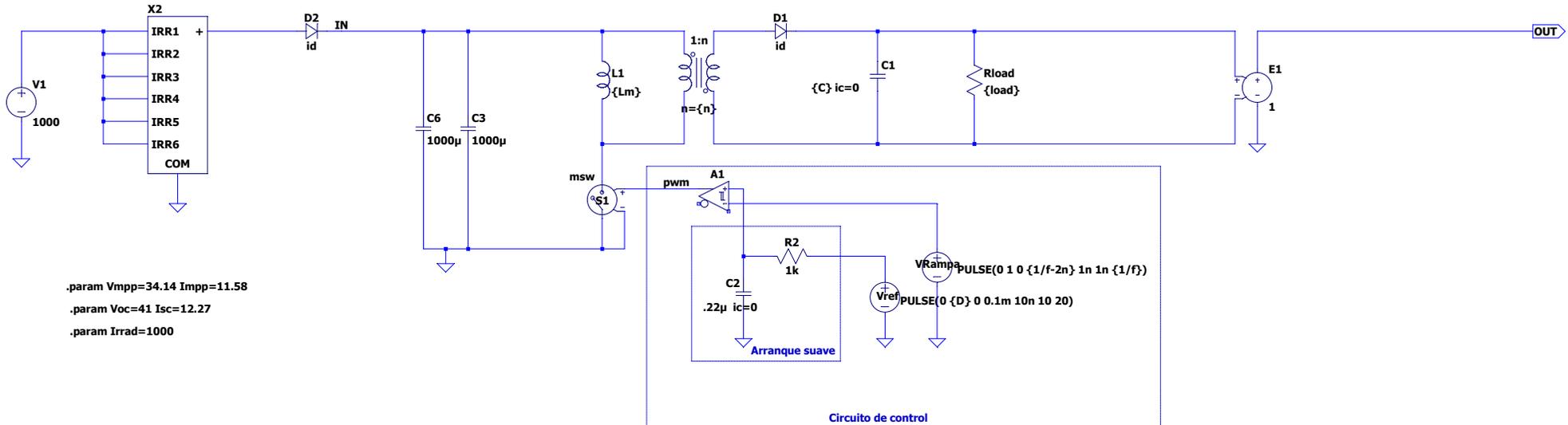
```
.param Lm=85u
.param C=330n
```

Especificaciones

```
.param Rizado=Iomax*D/f/C
```



{Lm} {D} {C} {Rizado} {n}
Para ver los valores en la ventana gráfica.



```
.param Vmpp=34.14 Impp=11.58
.param Voc=41 Isc=12.27
.param Irrad=1000
```

Circuito de control

Circuitos de la etapa de inversión

