

ÍNDICE MEMORIA

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	5
1.1. OBJETIVOS Y PUNTO DE PARTIDA DEL PROYECTO.....	6
1.2. MOTIVACIÓN DEL PROYECTO.....	6
1.3. ORGANIZACIÓN DEL DOCUMENTO.....	6
CAPÍTULO 2: ANTECEDENTES	7
2.1. INTRODUCCIÓN.....	8
2.2. CONVERTIDORES DE POTENCIA.....	9
2.2.1. <i>Convertidor Buck</i>	10
2.2.1.1. Estructura y funcionamiento.....	10
2.2.1. <i>Convertidor Boost</i>	14
2.2.1.1. Estructura y funcionamiento.....	14
2.2.2. <i>Otro tipo de convertidores</i>	17
2.2.2.1. El convertidor Buck-Boost.....	17
2.2.2.2. Convertidor <i>Ćuk</i>	20
2.3. CONTROL DE LOS CONVERTIDORES.....	22
2.3.1. <i>Control por PWM</i>	22
2.3.2. <i>Control por deslizamiento</i>	24
2.4. GIRADOR TIPO G.....	25
2.4.1. <i>BIF</i>	26
2.4.1.1. Girador <i>BIF</i>	26
2.5. GIRADOR TIPO R.....	27
2.5.1. <i>BOF</i>	28
2.6. GIRADORES G Y R CONECTADOS EN CASCADA.....	28
2.7. GIRADORES COMO SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE ENERGÍA.....	30
2.7.1. <i>Breve introducción a la energía y módulos fotovoltaicos</i>	30
2.7.1.1. Estado del arte.....	31
2.7.2. <i>Módulos fotovoltaicos</i>	31
2.7.2.1. Tipos de placas fotovoltaicas.....	32
2.7.3. <i>Modelo del módulo fotovoltaico</i>	32
2.7.4. <i>MPPT</i>	33
2.7.4.1. Algoritmo MPPT de Perturbación y Observación.....	36

CAPÍTULO 3: DISEÑO, CÁLCULO Y SIMULACIÓN	39
3.1. BIF COMO FUENTE DE CORRIENTE CONTROLADA POR TENSIÓN.....	40
3.1.1.1. Cálculo componentes convertidor Buck.....	40
3.1.1.2. Cálculo componentes BIF.....	41
3.1.2. <i>Simulaciones mediante PSIM con control por deslizamiento</i>	46
3.2. BIF PARA ADQUISICIÓN DE ENERGÍA DE UN PANEL FOTOVOLTAICO.....	50
3.2.1. <i>Cálculo de componentes</i>	50
3.2.1.1. Cálculo componentes convertidor Buck.....	50
3.2.1.2. Cálculo componentes BIF.....	51
3.2.2. <i>Simulaciones mediante PSIM con control por deslizamiento</i>	52
3.3. BOF COMO FUENTE DE TENSIÓN CONTROLADA.....	54
3.3.1. <i>Cálculo de componentes</i>	54
3.3.1.1. Cálculo componentes convertidor Boost.....	54
3.3.1.2. Cálculo componentes BOF.....	55
3.3.2. <i>Simulaciones mediante PSIM con control por deslizamiento</i>	57
3.4. BIF-BOF CONECTADOS EN CASCADA.....	58
CAPÍTULO 4: IMPLEMENTACIÓN Y CONSTRUCCIÓN DE LOS PROTOTIPOS FINALES	61
4.1. CONSIDERACIONES INICIALES.....	62
4.2. SELECCIÓN DE COMPONENTES.....	62
4.2.1. <i>BIF como fuente regulada</i>	62
4.2.2. <i>BIF para adquisición de energía de un panel fotovoltaico</i>	70
4.3. DISEÑO DE LAS PCB.....	72
4.3.1. <i>BIF como fuente regulada</i>	73
4.3.2. <i>BIF para adquisición de energía de un panel fotovoltaico</i>	75
4.4. PRUEBAS SOBRE LOS PROTOTIPOS FINALES.....	78
4.5. ESPECIFICACIONES FINALES DEL PROTOTIPO.....	83
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES ALCANZADAS Y SIGUIENTES MEJORAS	85
5.1. CONCLUSIONES.....	86
5.2. TRABAJO FUTURO.....	86
CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA	89
6.1. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	90
6.2. BIBLIOGRAFÍA DE CONSULTA.....	90

RESUM

Aquest document inclou un estudi, anàlisi, disseny i implementació d'estructures giradores de potència. Amb una finalitat purament didàctica, per veure i aprendre el comportament i el funcionament d'aquest tipus d'estructures.

RESUMEN

Este documento incluye un estudio, análisis, diseño e implementación. Con una finalidad puramente didáctica, para ver y aprender sobre el comportamiento y el funcionamiento de este tipo de estructuras.

ABSTRACT

This document includes a study, analysis, design and implementation. With a purely didactic purpose, to show and learn about the performance of these type of structures

AGRADECIMIENTOS

A nuestras parejas, Celia y Mireia, por su infinita paciencia y sus ánimos para seguir hacia adelante.

A nuestras familias, por su apoyo infinito y su comprensión.

A todos aquellos compañeros y amigos que con sus pequeños consejos nos han solventado infinidad de dificultades.

Pero sobretodo al profesor Herminio Martínez, por su constante ayuda, incluso en horas intempestivas y estar disponible siempre que se le necesita.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

En este capítulo inicial se ofrece la información necesaria para que el lector pueda determinar cuál es el objetivo y el alcance del proyecto, junto con la motivación para realizarlo.

1.1. Objetivos y punto de partida del proyecto

El objetivo de este proyecto final de carrera, consiste en analizar y simular diferentes estructuras giradoras, para una vez conocido su funcionamiento y particularidades diseñar e implementar diversas aplicaciones; demostrando de este modo la viabilidad de implementar estructuras giradoras. En ningún caso los prototipos finales presentados en este proyecto tendrán como finalidad una posible venta o utilización más allá de un entorno controlado o de laboratorio; ya que su única función será de, como ya se ha dejado entrever, verificar el comportamiento teórico de este tipo de estructuras de potencia.

Para alcanzar este objetivo, el proyecto no se iniciará desde cero, sino que se partirá de los resultados presentados en diversos *papers*. Los cuales determinan la necesidad de usar una red de estabilidad para poder implementar los giradores, además del método correcto para su cálculo.

1.2. Motivación del proyecto

El presente documento nace de la necesidad de realizar un proyecto de final de carrera para sintetizar y demostrar los conocimientos adquiridos durante la formación académica en ingeniería técnica en la especialidad de electrónica industrial, y del interés por profundizar en los conocimientos en electrónica de potencia.

La principal motivación para enfrascarse en un proyecto de este tipo, ha sido la de aprender sobre el diseño y funcionamiento de los *Power Gytrators*.

1.3. Organización del documento

Este documento está organizado en capítulos. Siendo este primero de introducción, un segundo de estado del arte sobre los giradores de potencia, un tercero de diseño, cálculo y posterior simulación siempre a nivel teórico; el capítulo cuatro consta del análisis y la selección de componentes de los prototipos finales y por último los capítulos cinco y seis con los apartados de conclusiones y bibliografía, respectivamente.

CAPÍTULO 2: ANTECEDENTES

En este capítulo se detalla la información existente y necesaria para la correcta comprensión del presente documento. Así como una introducción a los convertidores de potencia, a las estructuras giradoras y a sus métodos de control.

2.1. Introducción

La llegada de los dispositivos semiconductores de conmutación en la década de los años 50 provocó que fuentes conmutadas como los convertidores Buck y Boost fueran posibles.

El mayor desarrollo de los convertidores DC/DC se produjo a principios de la década de 1960, cuando los interruptores semiconductores fueron dispositivos asequibles, aplicándose en la industria aeroespacial para un primer uso.

En 1977, R.D. Middlebrook publicó los modelos para convertidores DC/DC usados hoy en día usando el modelo del espacio de estados.

El concepto inicial de girador, se refiere a redes con determinadas propiedades que las hacen atractivas para la síntesis de elementos inductivos con propiedades más cercanas a la idealidad que sus homologas de núcleo devanado.

El concepto girador fue introducido por primera vez por Tellegen (1948) en su artículo "*The gyrator, a new electric network element*" [1], en el que hace mención de una red con propiedades únicas, a la que considera un nuevo elemento de red que se añadiría a los entonces conocidos. El tratamiento del tema por parte de Tellegen es más bien teórico y no se adentra mucho en el diseño práctico de dichos elementos, aunque fundamenta formalmente su comportamiento y algunas de sus propiedades.

El término de girador es, desde entonces, el empleado para denominar este tipo de redes, de las cuales una de las primeras fue introducida por el mismo Tellegen a partir de un núcleo ferromagnético toroidal devanado en un extremo y separado por un segmento de dieléctrico por el otro (fig. 2.1).

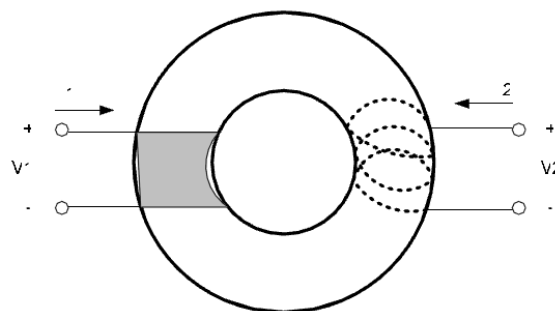


Figura 2.1.- Girador de Tellegen.

Cuatro años después (1952), C. L. Hogan diseñó y montó el primer girador basándose en un dispositivo que funcionaba a frecuencias del orden de las microondas.

Algunos años más tarde, se alcanzó la realización de un girador en frecuencias bajas mediante el empleo de elementos activos.

La introducción del concepto girador en los circuitos de potencia de procesamiento se debe a Singer, quien relató el girador general de una clase en los circuitos llamado POPI (power output = power input) que describe el comportamiento ideal de un convertidor de potencia de conmutación.

En 2005 se demostró que los circuitos giradores eran inestables, y se calculó las condiciones de estabilidad necesarias para que sea posible su implementación [2], [3].

2.2. Convertidores de potencia

En la electrónica de potencia ocupan una importante posición el estudio y el desarrollo de los convertidores conmutados. Los convertidores conmutados de continua – continua se pueden dividir en diferentes topologías: Reductora o modelo Buck, Elevadora o modelo Boost y por último un conjunto de las dos anteriores el Buck-Boost. Existen otro tipo de convertidores que se asimilan a la topología reductora-elevadora, como son el convertidor Ćuk y el convertidor Flyback.

El funcionamiento básico de los convertidores conmutados consiste en el almacenamiento temporal de energía y la cesión de esta en un periodo de tiempo.

Los convertidores de DC / DC se pueden dividir en cuatro bloques principales:

- Conmutación
- Elemento de acumulación de energía
- Filtrado de la señal
- Lazo de realimentación

El bloque de la conmutación se encarga de trocear la señal de entrada según la frecuencia y el ciclo de trabajo que se le quiera dar al elemento conmutador. La acumulación de la energía se rige por el primer bloque, ya que este determinará cuando será liberada hacia la carga del sistema. El filtrado de la señal se encarga, como su propio nombre indica, de filtrar la señal conmutada que se obtiene en la salida del convertidor. El último bloque se encarga de fijar la respuesta del convertidor a variaciones en su salida (o entrada).

Estas características aportan un conjunto de ventajas respecto de las fuentes lineales, ya que pueden conseguir rendimientos cercanos al 90% y la reducción del tamaño de las fuentes.

No obstante, a su vez, implican algunas desventajas. Las más importantes consisten en la generación de interferencias electromagnéticas (tanto

conducidas como radiadas), un aumento de complejidad en su diseño y un aumento en su coste de fabricación.

2.2.1. Convertidor Buck

El convertidor Buck es una fuente conmutada DC-DC que reduce la tensión de salida con respecto a la tensión de la fuente de alimentación, manteniendo la tensión de salida constante frente a las variaciones de la tensión de entrada o a variaciones producidas por la carga, mediante una ley de control, ya sea por corriente, tensión o corriente y tensión.

Su principio básico se centra en la reducción de la tensión de entrada en la salida, mediante una frecuencia de conmutación en el elemento conmutador, y un ciclo de trabajo que determinará el porcentaje de señal de entrada que se obtendrá en la salida. En la figura 2.2 se puede observar la representación circuital del mismo.

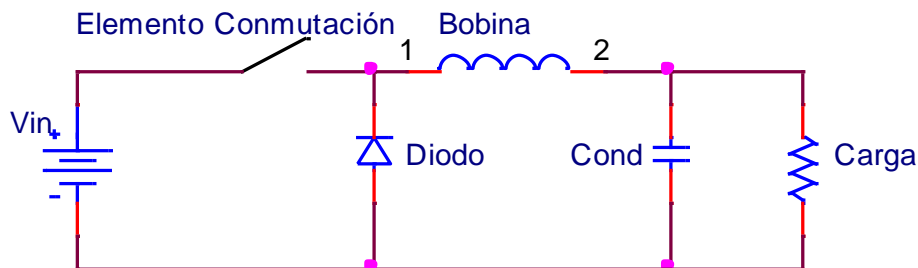


Figura 2.2.- Topología Reductora o Buck.

2.2.1.1. Estructura y funcionamiento

La estructura de un convertidor Buck consta de un inductor y un condensador a la salida necesario para mantener la tensión y minimizar el rizado presente en la salida del convertidor. El inductor es controlado por dos dispositivos semiconductores que alternan su conexión, bien conectándolo a la fuente de alimentación o bien conectándolo a la carga, es decir, estos elementos hacen que el inductor se cargue y se descargue, en función de los tiempos de apertura y conducción de estos dispositivos.

El funcionamiento del convertidor implica dos estados: un estado ON en el cual el dispositivo de conmutación permite la circulación de corriente, transmitiendo la tensión de entrada a un extremo del inductor, y un estado OFF, en el cual dicho dispositivo se comporta como un circuito abierto aislando la tensión de entrada.

En la figura 2.3 se representa la 'topología On' del convertidor, donde se tiene cerrado el interruptor y la corriente circula directamente hacia la carga desde la fuente de alimentación.

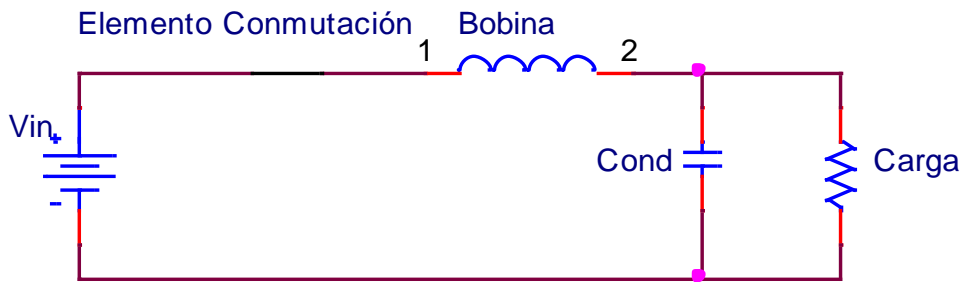


Figura 2.3.- Topología On.

Y en la figura 2.4 se observa el segundo estado posible. En esta "topología Off" el interruptor está abierto y la corriente fluye del elemento de almacenaje a la carga.

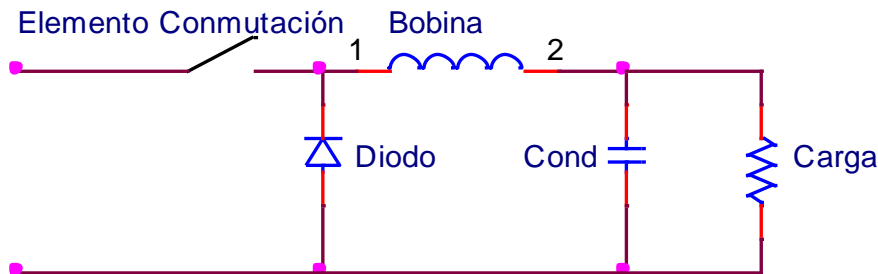


Figura 2.4.- Topología Off.

En estado ON, la tensión de la fuente de alimentación es transferida de forma directa al diodo, lo que implica que la corriente que atraviesa el inductor crezca de forma lineal. El incremento de la corriente en ON es:

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{ton} dI_L = \int_0^{ton} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} \quad (1)$$

De la misma forma el decremento de corriente en OFF es:

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{toff} dI_L = \int_0^{toff} \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o \cdot t_{off}}{L} \quad (2)$$

Si se considera que el convertidor trabaja en régimen estable y considerando un ciclo completo de conmutación, la energía almacenada al principio y al final de este ciclo completo es la misma; por lo que la corriente al principio y final del ciclo de conmutación también es la misma, por lo que se obtiene:

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (3)$$

y sustituyendo las ecuaciones 1 y 2 en 3 se obtiene:

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} - \frac{V_o \cdot t_{off}}{L} = 0 \quad (4)$$

Simplificando la ecuación anterior se obtiene:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (5)$$

Siendo D (*Duty Cycle*) el ciclo de trabajo, que viene dado por el tiempo en el que el conmutador está cerrado en estado *ON* entre el periodo total del tiempo.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad \begin{array}{l} t_{on} = \text{tiempo de conducción} \\ T = \text{Periodo de conducción} \end{array} \quad (6)$$

Como el ciclo de trabajo (D) es igual al cociente entre t_{on} y el periodo T, el ciclo de trabajo no puede ser mayor a 1. Lo que implica que $V_o \leq V_{in}$, de ahí su nombre de reductor.

Asumiendo que el convertidor trabaja en modo continuo, lo que implica que el inductor no se llega a descargar completamente, y que tanto el dispositivo de conmutación y el diodo son ideales, la siguiente ecuación permitirá calcular el valor de la inductancia:

$$L = (V_i - V_o) \cdot \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{\chi \cdot I_o} \quad (7)$$

donde f es la frecuencia de conmutación del convertidor Buck y χ es el rizado de la corriente de salida. La corriente pico que circula por el inductor se puede calcular mediante:

$$I_{pico} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (8)$$

siendo el rizado en la bobina igual a:

$$\Delta I_L = \chi \cdot I_o = (V_i - V_o) \cdot \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{L} \quad (9)$$

Un inductor real posee una resistencia asociada en serie que provoca una caída de tensión en bornes de la bobina proporcional a la corriente que la atraviesa. Por lo que a la hora de elegir, se debe elegir una bobina con la menor resistencia posible y al mismo tiempo que soporte la corriente que circulará por ella.

El otro elemento pasivo que influye en el funcionamiento del convertidor es el condensador de salida, necesario, como ya se ha comentado, para mantener la tensión y minimizar el rizado presente en la salida del convertidor reductor. Un alto rizado en la tensión de salida puede ser debido a una capacitancia insuficiente, y a una alta resistencia equivalente serie del

condensador. Cuando existan cargas variables, se genera un problema de sobrevoltajes transitorios por lo que se requiere que el condensador de salida sea lo bastante grande para que prevenga que la energía almacenada en la bobina esté por encima del máximo voltaje de salida, evitando que se produzcan picos de tensión que puedan influir negativamente al sistema o a la carga. El valor de la capacidad puede ser obtenido mediante:

$$C = \frac{(1 - D)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot \xi} \quad (10)$$

Un condensador real tiene una resistencia y una inductancia equivalente en serie. El efecto de la inductancia parásita suele surgir a frecuencias muy elevadas, mientras que la resistencia disminuye. Los condensadores electrolíticos poseen una resistencia equivalente serie elevada a medida que los valores de capacidad bajan. De modo que se puede fijar dicha resistencia parásita, la cual deberá ser menor a:

$$R_{ES} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (11)$$

Para seleccionar el diodo, el factor a tener en cuenta es la disipación de potencia, la cual puede ser calculada como:

$$P_D = \left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right) \cdot I_o \cdot V_D \quad (12)$$

Donde V_D es la caída de tensión cuando el diodo está polarizado de forma directa y circulando la corriente de salida (I_o).

En cuanto al dispositivo de conmutación puede ser formado por BJTs, IGBTs, o bien MOSFETS; sin embargo, debido a la elevada velocidad de conmutación en muchos casos es preferible emplear este último. La máxima corriente que atraviesa el dispositivo de conmutación puede ser determinado en función a la potencia requerida y la tensión de entrada: P/V_i ; el MOSFET mínimamente debería soportar el doble de esta corriente. El dispositivo de conmutación soporta una tensión de $V_i + V_D$, donde V_D es la caída de tensión en el diodo; similarmente el MOSFET debe poder soportar el doble.

Las pérdidas en conmutación pueden ser obtenidas mediante:

$$P_{CONMUT.} = \frac{V_{DS} \cdot I_D}{2 \cdot T} \cdot (T_{ON} + T_{OFF}) \quad (13)$$

Donde T_{ON} y T_{OFF} son los tiempos de activación y de desactivación en la conmutación. Las pérdidas durante el estado de conducción pueden ser obtenidas mediante:

$$P_{CONDUCC.} = \frac{1}{T} \cdot (I_D^2 \cdot r_{DS(ON)} \cdot t_{ON}) \quad (14)$$

Donde I_D es la corriente del drenador en régimen continuo, $r_{DS(ON)}$ es la resistencia entre el drenador y el surtidor cuando el MOSFET está en estado de conducción, t_{ON} es el tiempo en el que el MOSFET está en estado de conducción y T es el periodo de conmutación (1/f).

Para garantizar una regulación en la tensión de salida se añade una etapa de control, que modificará el valor del ciclo de trabajo, dependiendo del error en la tensión de salida.

La señal modulada en la anchura de pulsos, que controla la apertura del interruptor, se puede crear a partir de una señal de rampa y el valor del ciclo de trabajo.

2.2.1. Convertidor Boost

El convertidor Boost es un tipo de fuente conmutada DC – DC que eleva la tensión de salida con respecto a la tensión de entrada, manteniéndola constante frente a variaciones de tensión de la fuente de alimentación o de la carga mediante una ley de control. Es dual del convertidor Buck.

Existen dos situaciones de funcionamiento: Modo continuo, donde toda la energía es transferida a la carga sin llegar a que la corriente se anule; y Modo discontinuo, donde la carga consume menos de lo que el circuito puede entregar en un ciclo y la corriente a través del inductor cae hasta cero durante parte del periodo.

2.2.1.1. Estructura y funcionamiento

La estructura de un convertidor Boost consta de un inductor y un condensador a la salida necesario para mantener la tensión y minimizar el rizado presente en la salida del convertidor.

El funcionamiento del convertidor implica dos estados distintos dependiendo del estado del interruptor o del elemento de conmutación.

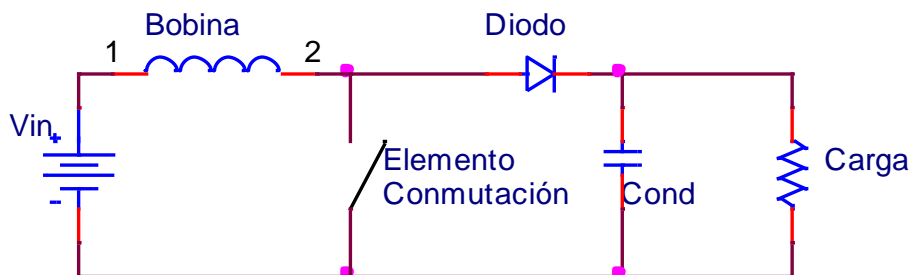


Figura 2.5.- Topología Elevadora o Boost.

El análisis del convertidor *Boost* pasa por observar la corriente en la bobina y la tensión en el condensador cuando el interruptor se encuentra abierto o cerrado.

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo queda polarizado en inversa, por lo que la corriente en la bobina aumenta linealmente, almacenando energía sin transferirla a la carga, mientras, el condensador, se comporta como una fuente de alimentación cediendo energía a la carga.

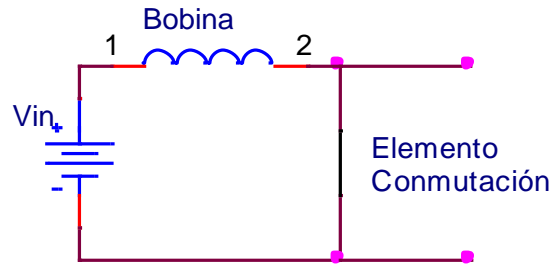


Figura 2.6.- Topología On.

Durante el estado ON, el interruptor está cerrado, lo que implica que el voltaje de entrada (V_i) se transfiera directamente a los extremos del inductor, causando un cambio de corriente (I_L) a través del mismo durante un período (t).

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_i}{L} \quad (15)$$

Al final del estado ON, el incremento en corriente a través del inductor es:

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{D \cdot T} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (16)$$

D es el "duty cycle" (factor activo), que representa la fracción del periodo T durante el cual el interruptor está en ON.

Cuando el interruptor se abre, el diodo queda polarizado en directa, y es la bobina la que actúa ahora como una fuente de alimentación, cediendo la energía almacenada al condensador, y es el condensador el que se comporta ahora como carga.

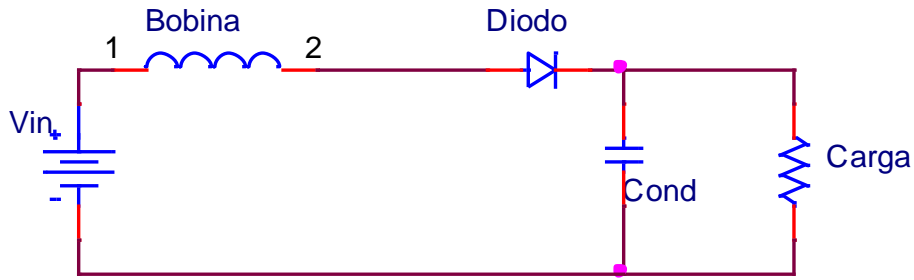


Figura 2.7.- Topología Off.

Durante el estado OFF, el interruptor está abierto, y la corriente del inductor fluye directamente a la carga. Si se considera que no hay caída de tensión en el diodo (necesario para que el condensador no devuelva corriente), y un condensador suficientemente grande en voltaje para mantener éste constante, la evolución de I_L es:

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \quad (17)$$

Por tanto, la variación de I_L durante el periodo OFF es:

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-D) \cdot T} \frac{(V_i - V_o)}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot (1 - D) \cdot T}{L} \quad (18)$$

Si se considera que el convertidor trabaja en régimen estable y considerando un ciclo completo de conmutación, la energía almacenada al principio y al final de este ciclo completo es la misma; por lo que la corriente al principio y final del ciclo de conmutación también es la misma, por lo que se obtiene:

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (19)$$

y sustituyendo las ecuaciones 1 y 2 en 3 se obtiene:

$$\frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} + \frac{(V_i - V_o) \cdot (1 - D) \cdot T}{L} = 0 \quad (20)$$

Esto puede simplificarse en:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - D}{1} \quad (21)$$

Lo que demuestra que el ciclo de trabajo ("duty cycle") es:

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (22)$$

De esta expresión, se puede ver que el voltaje de salida es siempre mayor que el de entrada (ya que el factor activo D va entre 0 y 1).

El modo continuo implica que el inductor no se descarga completamente durante el periodo en que el dispositivo de conmutación esta en OFF. Asumiendo que el convertidor trabaja en modo continuo y que tanto el dispositivo de conmutación y el diodo son ideales, la siguiente ecuación permitirá calcular la inductancia del convertidor:

$$L = \frac{D \cdot V_i \cdot T_s}{\Delta I_L} \quad (23)$$

donde T_s es la inversa de la frecuencia de conmutación del convertidor y ΔI_L es la relación entre el rizado de la corriente en la bobina y la corriente promedio de carga I_o ($I_o = P/V_o$).

El valor de la capacidad puede ser obtenido mediante:

$$C = \frac{V_o \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_o \cdot R} \quad (24)$$

2.2.2. *Otro tipo de convertidores*

2.2.2.1. *El convertidor Buck-Boost*

El convertidor Buck-Boost es un tipo de fuente conmutada DC – DC que suministra un voltaje de salida que puede ser mayor o menor al de la entrada, por lo que la polaridad de la tensión de salida es inversa a la de entrada. Se trata de la conexión en cascada de un convertidor reductor (Buck) con otro elevador (Boost).

En todos los convertidores conmutados existen dos modos de funcionamiento dependiendo de la continuidad o no de la corriente que circula por la bobina. De esta manera cuando la corriente sea siempre mayor que cero durante todo el periodo de conmutación, el convertidor trabajará en modo de conducción continua. En cambio, si durante algún instante la corriente en la bobina se anula, el circuito estará trabajando en modo de conducción discontinua.

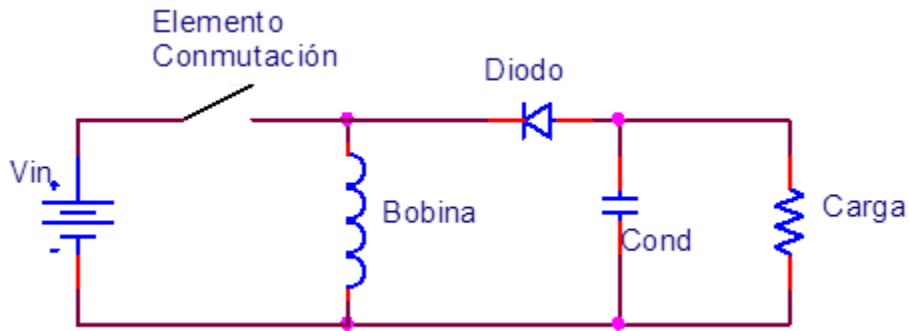


Figura 2.8.- Topología Reductora-Elevadora o Buck-Boost.

El funcionamiento de este circuito es el siguiente, cuando el interruptor está cerrado, la alimentación proporciona energía a la bobina, lo que origina un aumento de corriente en la bobina. El diodo, al quedar inversamente polarizado, aísla las etapas de entrada y de salida del convertidor.

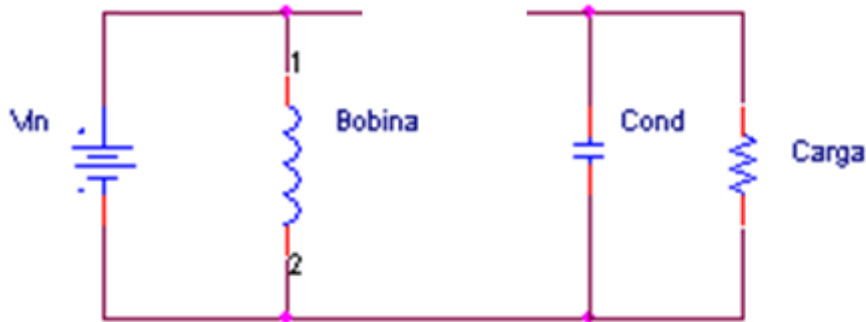


Figura 2.9.- Topología On.

En este estado la tensión en la bobina es:

$$V_L = V_{in} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (25)$$

La variación de la corriente en la bobina es una constante, por lo que la corriente en la misma aumenta linealmente. Por lo que la anterior expresión se puede expresar de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_{in}}{L} \quad (26)$$

Donde Δi_L es el incremento de corriente en la bobina y Δt es la duración del estado On dentro de un periodo.

Despejando Δi_L en el intervalo que el interruptor permanece cerrado se obtiene la siguiente expresión:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L} \quad (27)$$

Por otra parte, cuando el interruptor se abre, el diodo comienza a conducir, y la energía almacenada en la bobina se transfiere a la carga, no recibiendo ésta energía de la alimentación de entrada, la intensidad que circula por la bobina, por consiguiente, disminuye.

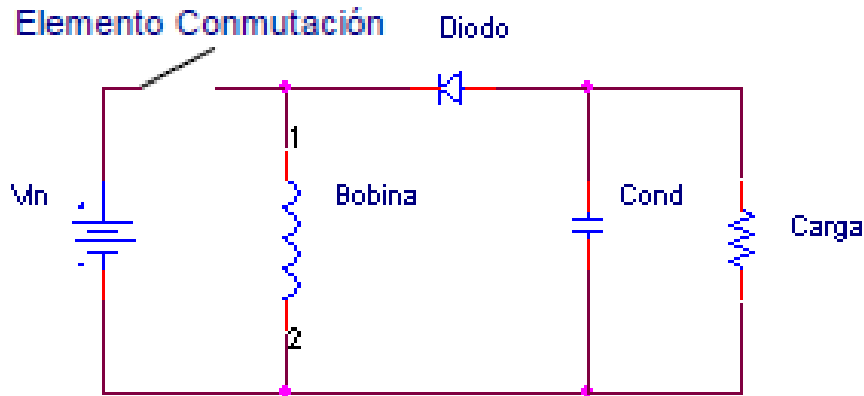


Figura 2.10.- Topología Off.

En este estado la tensión en la bobina es:

$$V_L = V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (28)$$

La variación de la corriente en la bobina es constante de nuevo, y la variación de la corriente en dicho intervalo se puede expresar de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (29)$$

Donde Δi_L es el incremento de corriente en la bobina y Δt es la duración del estado Off dentro de un periodo.

Despejando Δi_L en el intervalo que el interruptor permanece abierto se obtiene la siguiente expresión:

$$\Delta i_L = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (30)$$

Como se considera que el convertidor trabaja en régimen permanente, la cantidad de energía almacenada en cada uno de los componentes tiene que ser igual al principio y al final del ciclo de conmutación, por lo que la corriente en la bobina debe ser nula en un periodo.

$$\Delta i_{Lon} + \Delta i_{Loff} = 0 \quad (31)$$

$$\frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L} + \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T}{L} = 0 \quad (32)$$

Esto lleva a:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_i} \quad (33)$$

De la anterior expresión se puede observar que la polaridad de la tensión de salida es opuesta a la de la tensión de la fuente. La magnitud de salida del convertidor puede ser menor o mayor que la de la fuente, en función del ciclo de trabajo del interruptor. Si $D > 0,5$ la salida será mayor que la entrada, y si $D < 0,5$, la salida será menor que la entrada.

2.2.2.2. Convertidor *Ćuk*

El convertidor *Ćuk* es un tipo de convertidor DC-DC en el cual la magnitud de voltaje en su salida puede ser inferior o superior a su voltaje de entrada, al igual que el convertidor *Buck-Boost*.

El convertidor *Ćuk* no aislado solo puede tener polaridad opuesta entre su entrada y su salida. Este convertidor utiliza un condensador como su principal componente de almacenamiento de energía.

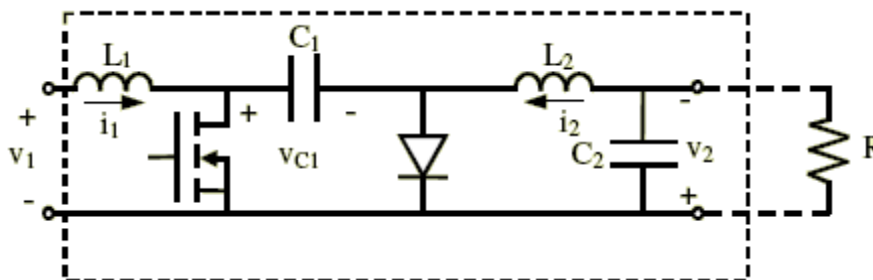


Figura 2.11.- Esquema convertidor *Ćuk*.

Un convertidor *Ćuk* se compone de dos inductores, dos condensadores, un interruptor (normalmente un transistor), y un diodo. Su esquema se muestra en la figura 2.11. Es un convertidor inversor, por lo que el voltaje de salida es negativo con respecto al voltaje de entrada.

El condensador C es usado para transferir energía y es conectado alternativamente a la entrada y a la salida del convertidor a través de la conmutación del transistor y el diodo (ver figura 2.12).

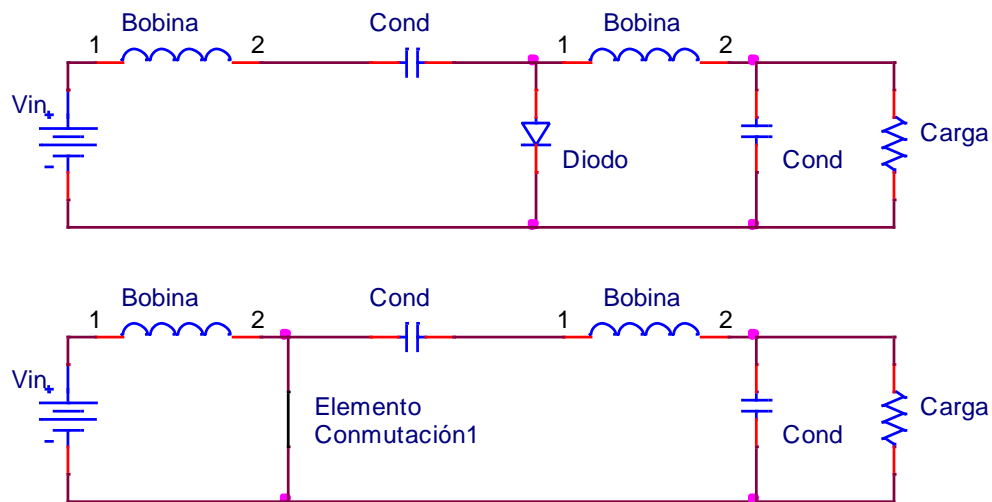


Figura 2.12.- Estados Off y On convertidor Ćuk.

Las dos bobinas L_1 y L_2 (figura 2.11) son usadas para convertir respectivamente la fuente de entrada de voltaje (V_i) y la fuente de voltaje de salida (C_o) en fuentes de corriente. En efecto, en un corto espacio de tiempo, una bobina puede ser considerada como una fuente de corriente ya que mantiene una corriente constante. Esta conversión es necesaria ya que si el condensador estuviese conectado directamente a la fuente de voltaje, la corriente estaría solo limitada por la resistencia parásita, dando como resultado una alta pérdida de energía.

Como pasa también en otros convertidores (convertidor Buck, convertidor Boost, convertidor Buck-Boost) el convertidor Ćuk puede trabajar tanto en modo continuo como en modo discontinuo de corriente.

En modo continuo, la energía almacenada en los inductores tiene que ser la misma al principio y al final del ciclo de conmutación.

Esto implica que la corriente a través de los inductores tiene que ser la misma al principio y al final del ciclo de conmutación. Como la evolución de la corriente a través del inductor está relacionada con el voltaje entre sus extremos:

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (34)$$

Puede observarse que el valor medio de los voltajes en el inductor en un período de conmutación tiene que ser cero para satisfacer los requerimientos del modo continuo.

El convertidor funciona en el estado-on desde $t=0$ hasta $t=D \cdot T$, y en el estado-off desde $D \cdot T$ hasta T (esto es, a lo largo de un período igual a $(1-D) \cdot T$).

Puede observarse que esta relación es igual que la obtenida para el convertidor Buck-Boost, por lo que el ciclo de trabajo se expresa de la misma forma:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_i} \quad (35)$$

También existen estructuras Ćuk con aislamiento galvánico mediante transformador, su esquema circuital es el siguiente:

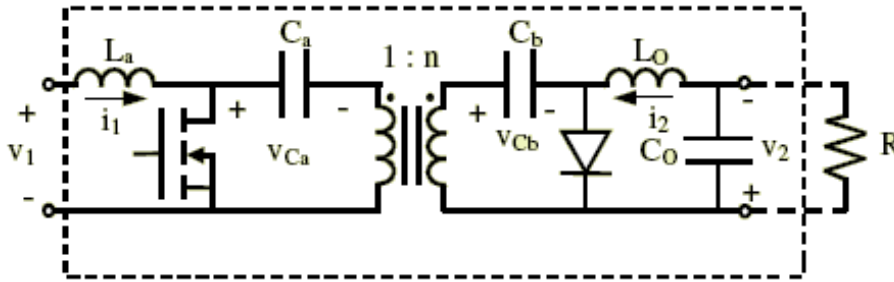


Figura 2.13.- Esquema convertidor Ćuk con aislamiento galvánico.

2.3. Control de los convertidores

Los sistemas de control se clasifican en sistemas de lazo abierto y lazo cerrado. La distinción la determina la acción de control, que es la que activa al sistema para producir la salida. Un sistema de control de lazo abierto es aquel en el cual la acción de control es independiente de la salida. En cambio, un sistema de control de lazo cerrado es aquel en el que la acción de control es en cierto modo dependiente de la salida. Por lo tanto las aplicaciones presentes en esta memoria constarán de control por lazo cerrado.

Una técnica de control apta para ser implementada en convertidores conmutados, ha de tener en cuenta la no linealidad intrínseca de los convertidores, las variaciones en la carga y en la tensión de entrada, y asegurar a su vez la estabilidad del sistema.

Entre las varias técnicas de control, en este documento se realizan unas breves introducciones al control por PWM y al control por deslizamiento.

2.3.1. Control por PWM

La modulación por ancho de pulsos (también conocida como PWM, siglas en inglés de *pulse-width modulation*) de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (una sinusoidal o una cuadrada, por ejemplo), ya sea para transmitir información

a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

Los parámetros fundamentales del PWM son el periodo (T) y el ciclo de trabajo (D). El ciclo de trabajo indica el tiempo en que la función se encuentra en estado alto respecto al tiempo total (el periodo). La figura 2.14 muestra tres ciclos de trabajo distintos. Se puede observar que el periodo del PWM se mantiene constante, y lo que cambia es el tiempo en que la señal se mantiene en estado alto respecto al periodo total.

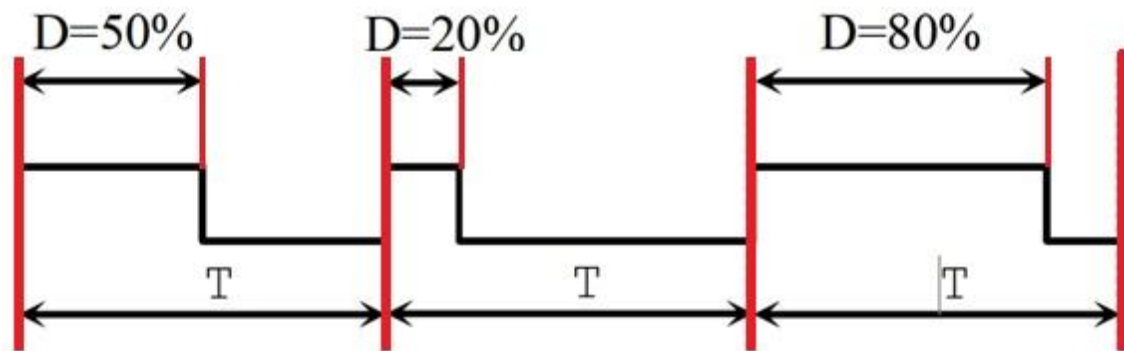


Figura 2.14.- Ciclos de trabajo distintos para un mismo periodo.

La idea para poder realizar el control de un convertidor mediante PWM es la de que el elemento de conmutación de los convertidores (normalmente el transistor) permanecerá abierto o cerrado, es decir, en corte o saturación en función de si recibe un estado bajo o alto.

Que el transistor interprete un estado bajo o alto como tal depende del sustrato del mismo. Así, un transistor de canal p necesitará "ver" un estado bajo en su puerta para empezar a conducir mientras que un transistor de canal N conducirá al recibir un estado alto en su puerta.

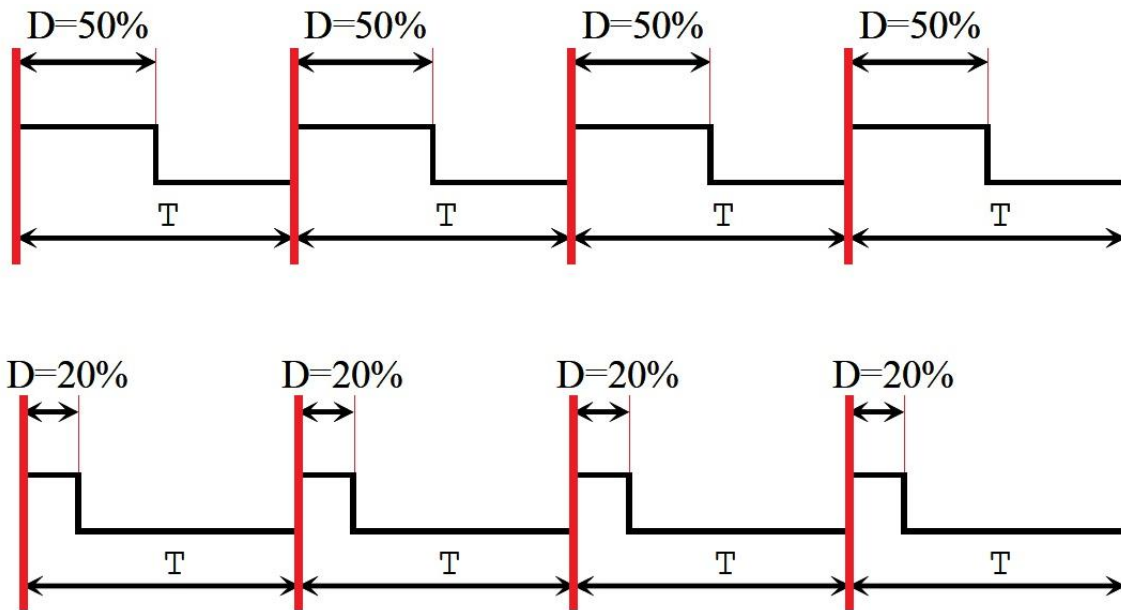


Figura 2.15.- Comparación de distintos ciclos de trabajo para un mismo periodo.

Por lo tanto siguiendo la figura 2.15, en el primer caso ambos transistores estarían en corte y en saturación la misma cantidad de tiempo del periodo, aun así un transistor de canal p conduciría la primera mitad del periodo, mientras que un transistor canal N lo haría en la segunda mitad. Sin embargo, en el segundo caso un transistor de canal N estaría conduciendo el 80% del tiempo y un transistor de canal p solo conduciría el 20% del periodo.

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un generador de onda de dientes de sierra, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal dientes de sierra y el ciclo de trabajo está en función de la portadora.

La principal desventaja que presentan los circuitos PWM es la posibilidad de que haya interferencias generadas por radiofrecuencia. Éstas pueden minimizarse ubicando el controlador cerca de la carga y realizando un filtrado de la fuente de alimentación.

2.3.2. Control por deslizamiento

El control por deslizamiento, del inglés *sliding control*, es un modo particular de funcionamiento de los sistemas de control con estructura variable. Su ventaja principal es que se trata de un sistema de control muy robusto frente a variaciones en los parámetros del sistema a controlar, además ofrece una gran estabilidad de la señal, una buena respuesta dinámica y una muy sencilla implementación.

En [3], [5], y el capítulo 3 de [6] se pueden encontrar los principios teóricos, así como distintos métodos para implementar este tipo de control.

Aún y con todo, el control por deslizamiento no es del todo popular, debido principalmente a su complejidad teórica, y a la necesidad de censar y procesar todas las variables necesarias.

Los controladores en modo deslizante, se caracterizan porque su frecuencia se mantiene constante en estado estacionario, en cambio durante el estado transitorio la frecuencia es variable, garantizando de este modo la rápida recuperación del estado estacionario.

Los principios de funcionamiento del control en modo deslizante, se basan en la rápida conmutación entre diferentes estados discretos. Esto se hace siguiendo una ley de conmutación basada en los parámetros del sistema y los del propio control.

2.4. Girador tipo G

Un girador de potencia tipo G se define como un convertidor conmutado que satisface las ecuaciones 36 y 37 y con la característica que la corriente de entrada y la corriente de salida no son pulsantes. El girador de potencia de tipo G, con la corriente de salida controlada, se comporta como una fuente de corriente en el puerto de salida.

$$I_1 = g \cdot V_2 \quad (36)$$

$$I_2 = g \cdot V_1 \quad (37)$$

Donde g es la conductancia del girador.

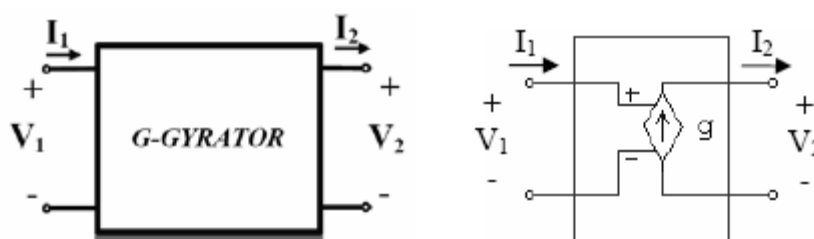


Figura 2.16.- Girador de tipo G.

La idea del girador de tipo G es la de una fuente de corriente dependiente de un valor g (y de la tensión de entrada). Si este valor g se consigue que sea ajustable, se obtiene una fuente de corriente controlable por tensión de entrada y por la variable g .

Los convertidores de dos puertos más simples que se pueden tener son de cuarto orden, es decir, Buck con filtro de entrada (BIF), Boost con filtro de

salida (BOF), o convertidor Ćuk o Ćuk con aislamiento galvánico, tal como se ilustran en la figura 2.17.

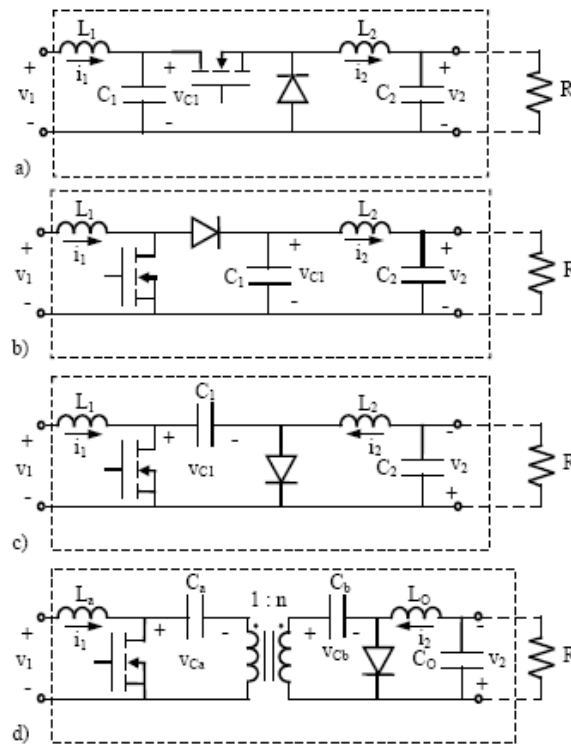


Figura 2.17.- Giradores de tipo G.

2.4.1. BIF

2.4.1.1. Girador BIF

El girador G de tipo BIF, es un convertidor conmutado DC/DC, reductor o Buck con filtro de entrada, en inglés *Buck with input filter*.

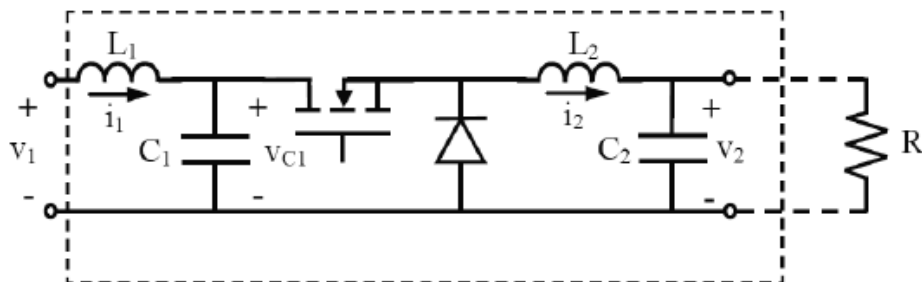


Figura 2.18.- Girador BIF.

La estructura BIF expuesta en la figura 2.18 es un sistema inestable; por lo tanto, su implementación puede no ser viable. En [3] se demuestra la necesidad de instalar una red de amortiguación (*Damping network*) para conseguir que el sistema alcance la estabilidad y su forma de calcularla.

El circuito propuesto con la red de estabilidad propuesta, es el mostrado en la figura 2.19.

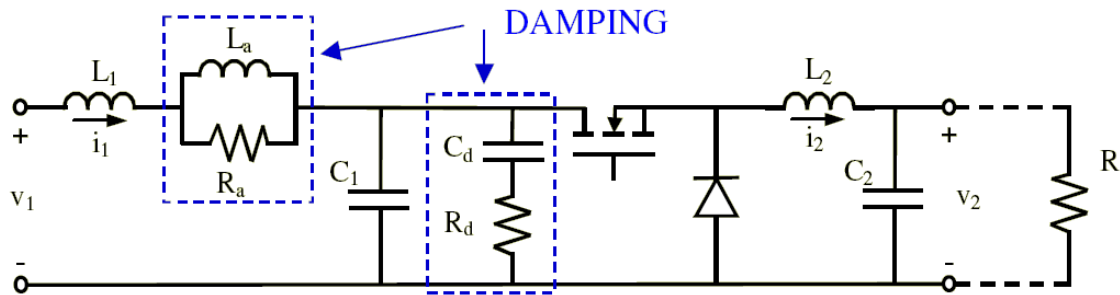


Figura 2.19.- Girador BIF con red de amortiguación.

Para el estudio del BIF presente en este documento, se prescindirá de la red de amortiguación R_a L_a vista en la figura anterior, ya que la función de la misma no es la de obtener la estabilidad del circuito, sino la de realizar el filtrado de la señal de entrada; y para la posterior implementación de las aplicaciones no es considerada necesaria.

El análisis del girador de tipo G basado en el convertidor BIF controlado por deslizamiento muestra que el sistema debe de cumplir una serie de ecuaciones para conseguir la estabilidad necesaria del circuito. Estas condiciones se recogen a continuación:

$$R_d C_d < \frac{C_1 + C_d}{g^2 R} \quad (38)$$

$$R_d C_d > g^2 R L_1 \quad (39)$$

$$g^2 R R_d^2 C_d^2 + g^2 R L_1 (C_1 + C_d) < (g^4 R^2 L_1 + C_d) R_d D_d \quad (40)$$

2.5. Girador tipo R

Un girador de potencia tipo R se define como un convertidor conmutado con una estructura de conmutación caracterizada por las siguientes ecuaciones:

$$V_1 = r \cdot I_2 \quad (41)$$

$$V_2 = r \cdot I_1 \quad (42)$$

Donde r es la resistencia del girador.

El cambio de estructuras utilizadas en el diseño de los giradores de alimentación no son versátiles, es decir, un G-girador no puede ser adaptado para realizar las funciones de R-girador.

Los convertidores más simples se muestran en la figura 2.20. Estos convertidores son derivados del convertidor BOF, el convertidor Ćuk y el convertidor de Ćuk con aislamiento galvánico.

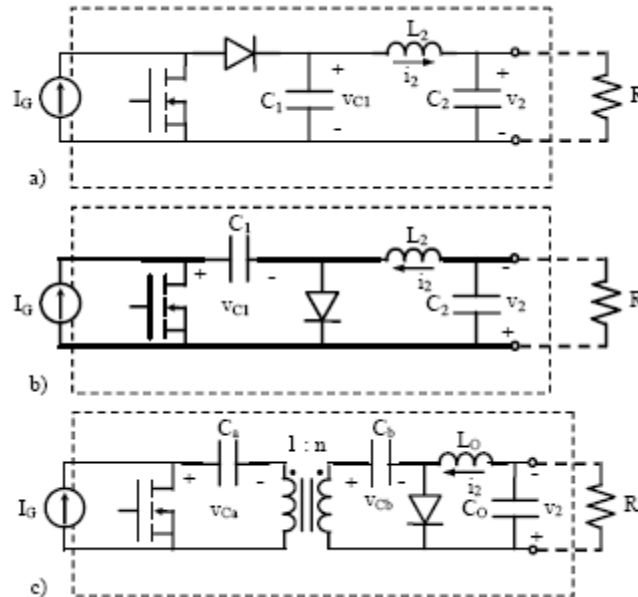


Figura 2.20.- Giradores de tipo R.

2.5.1. BOF

El girador R de tipo BOF, es un convertidor conmutado DC/DC, elevador o Boost con filtro de salida, en inglés *Boost with output filter*.

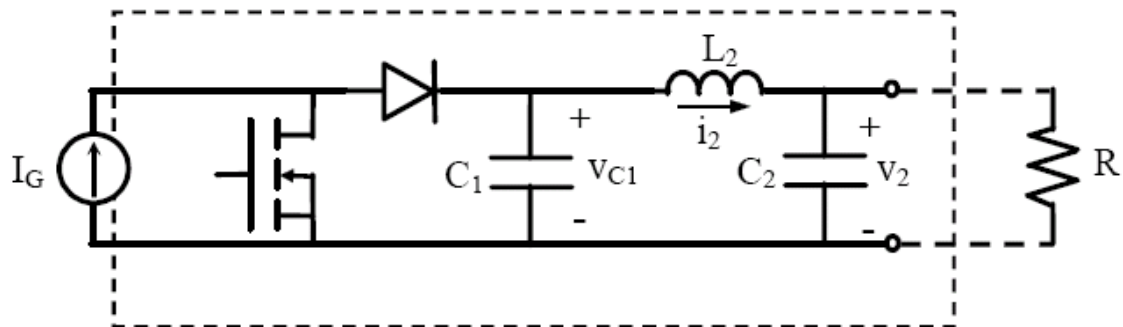


Figura 2.21.- Girador BOF.

Los giradores R de tipo BOF no necesitan añadir redes de estabilidad a su estructura básica. La cual se puede ver en la figura 2.21.

2.6. Giradores G y R conectados en cascada

Una de las aplicaciones más interesantes para implementar con giradores de potencia, consiste en diseñar un girador g conectado con un girador r a

continuación. La idea es que el primer girador permite convertir la tensión proveniente de algún tipo de fuente en una corriente perfectamente regulada, para a continuación conectar el girador r y regular la tensión de salida resultante.

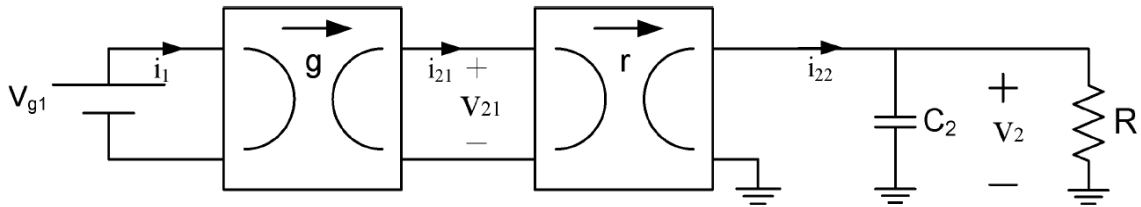


Figura 2.22.- Giradores g y r conectados en cascada.

A partir de las ecuaciones 36 y 41 o 37 y 42 y sabiendo que la corriente y la tensión de salida del girador g es a su vez la corriente y la tensión de entrada del girador r, se puede determinar que el comportamiento de dos giradores análogos conectado es cascada es:

$$V_2 = g \cdot r \cdot V_{g1} \quad (43)$$

$$I_1 = g \cdot r \cdot I_{22} \quad (44)$$

La gran ventaja de este tipo de aplicaciones no consiste en conectar solo un único girador de tipo g para un girador de tipo r. Sino que la mayor ventaja reside en conectar varios giradores de tipo g a la vez, (ya que al tratarse de fuentes de corriente, permiten la suma de las mismas en un nudo) y dimensionar el girador de tipo r para soportar la corriente total resultante. Tal y como se expone en [4].

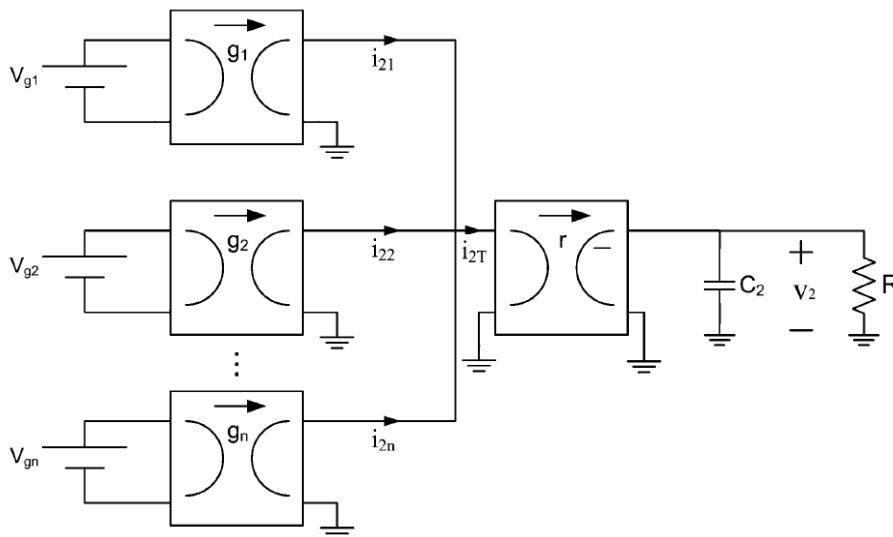


Figura 2.23.- N giradores g conectados a un único girador de tipo r.

2.7. Giradores como sistema de adquisición de energía

Otra de las posibles aplicaciones, que pueden tener las estructuras *power gyrator* es la de adquirir energía solar a partir de paneles fotovoltaicos y convertir esa energía adquirida en energía que pueda ser utilizada.

2.7.1. Breve introducción a la energía y módulos fotovoltaicos

La energía solar fotovoltaica se basa en la captación de energía solar y su transformación en energía eléctrica por medio de módulos fotovoltaicos.

La energía solar fotovoltaica es un tipo de electricidad renovable obtenida directamente de los rayos del sol, gracias a la acción de los fotodiodos (o fototransistores).

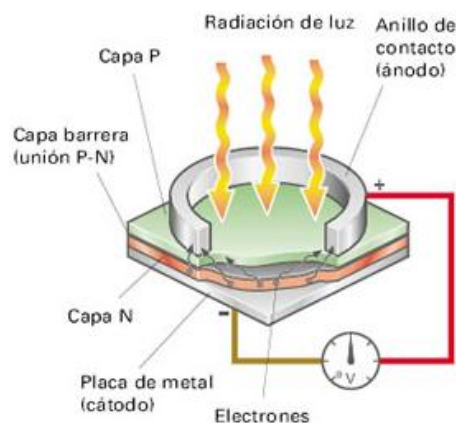
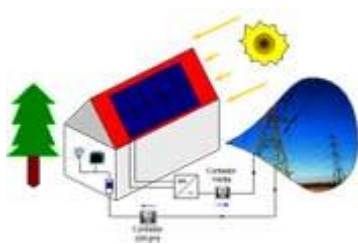


Figura 2.24.- Concepto fotodiodo.

Básicamente se distinguen dos tipos de aplicaciones de la energía solar fotovoltaica: los sistemas aislados o autónomos y los sistemas conectados a red.

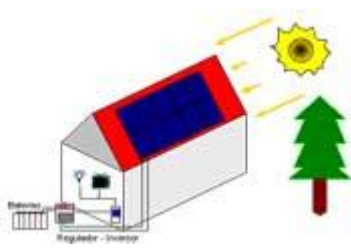
- **Sistemas conectados a red**

Una posibilidad de esta aplicación sería la de conectar a la red una instalación fotovoltaica, y vender toda la energía producida a la compañía eléctrica, convirtiendo así nuestra casa en una pequeña central productora doméstica.



En las instalaciones conectadas a red, la energía eléctrica generada por los módulos es transformada en corriente alterna mediante un equipo llamado inversor y es vertida a la red eléctrica de distribución en el punto de conexión (normalmente la acometida existente).

- **Sistemas autónomos o aislados**



Estos sistemas tienen como misión garantizar un abastecimiento de electricidad autónomo (independiente de la red eléctrica pública) de consumidores o viviendas aisladas. Estas instalaciones no tienen ninguna limitación técnica en cuanto a la potencia eléctrica que puede producir; solamente motivos de economía y rentabilidad establecen una acotación al número de módulos y acumuladores a instalar.

2.7.1.1. *Estado del arte*

España es en la actualidad, 2011, uno de los primeros países con más potencia fotovoltaica del mundo. Según la Agencia Internacional de la Energía, dispone de una potencia acumulada instalada de 3.523 MW. Tan solo en 2008 la potencia instalada en España fue de unos 2.500 MW.

La inyección en red de la energía solar fotovoltaica estaba regulada por el Gobierno Español mediante el RD 661/2007 con el 575 % del valor del kilowatio-hora normal, lo que se correspondía con unos 0,44 euros por cada kWh que se inyectaba en red. A partir del 30 de septiembre de 2008 esta actividad está regulada mediante el RD 1578/2008 de retribución fotovoltaica que establece unas primas variables en función de la ubicación de la instalación (suelo: 0,32 €/kWh o tejado: 0,34 €/kWh), estando sujetas además a un cupo máximo de potencia anual instalada a partir de 2009 que se adaptará año a año en función del comportamiento del mercado.

2.7.2. *Módulos fotovoltaicos*

Los módulos fotovoltaicos o colectores solares fotovoltaicos están formados por un conjunto de celdas (células fotovoltaicas) que producen electricidad a partir de la luz que incide sobre ellos.

Los módulos o paneles fotovoltaicos están formados por un cristal o lámina transparente superior y un cerramiento inferior entre los que queda encapsulado el sustrato conversor y sus conexiones eléctricas. La lámina inferior puede ser transparente, pero lo más frecuente es que sea algún tipo de plástico. Para encapsular se suelen añadir unas láminas finas y transparentes de Etileno Vinil Acetato (EVA), que se funden para crear un sellado anti humedad, aislante, transparente y robusto.

El parámetro estandarizado para clasificar su potencia se denomina potencia pico, y se corresponde con la potencia máxima que el módulo puede entregar bajo unas condiciones estandarizadas, que son:

- radiación de 1000 W/m²
- temperatura de célula de 25 °C (no temperatura ambiente).

2.7.2.1. Tipos de placas fotovoltaicas

Las placas fotovoltaicas se dividen en:

- Cristalinas:
 - Monocristalinas: se componen de secciones de un único cristal de silicio (reconocibles por su forma circular u octogonal, donde los 4 lados cortos son curvos).
 - Policristalinas: están formadas por pequeñas partículas cristalizadas.
- Amorfas: cuando el silicio no se ha cristalizado, por ejemplo la celda de una calculadora.

Su efectividad es mayor cuanto mayores son los cristales, pero también su peso, grosor y coste. El rendimiento de las primeras (cristalinas), puede alcanzar el 20%, mientras que el de las últimas (amorfas), puede no llegar ni siquiera al 10%, sin embargo y con buena lógica, su coste y peso es muy inferior.

Las características eléctricas principales que se tienen en cuenta a la hora de elegir un módulo fotovoltaico son las siguientes:

- Corriente de cortocircuito $\rightarrow I_{SC}$
- Tensión de circuito abierto $\rightarrow V_{OC}$
- Máximo punto de potencia $\rightarrow P_{MAX}$
- Corriente en el punto de potencia máximo $\rightarrow I_{MPP}$
- Tensión en el punto de potencia máximo $\rightarrow V_{MPP}$

Estas características definirán el comportamiento eléctrico del panel en cortocircuito, en circuito abierto y trabajando a máxima potencia. Existen otros parámetros que pueden resultar de interés, como la influencia de la temperatura sobre el módulo fotovoltaico o la máxima tensión de aislamiento.

2.7.3. Modelo del módulo fotovoltaico

Con el fin de poder realizar simulaciones donde intervengan módulos fotovoltaicos se deberá representar un modelo que represente de la manera más precisa el comportamiento de los módulos fotovoltaicos. El esquema eléctrico que mejor se presta a ello se define a continuación:

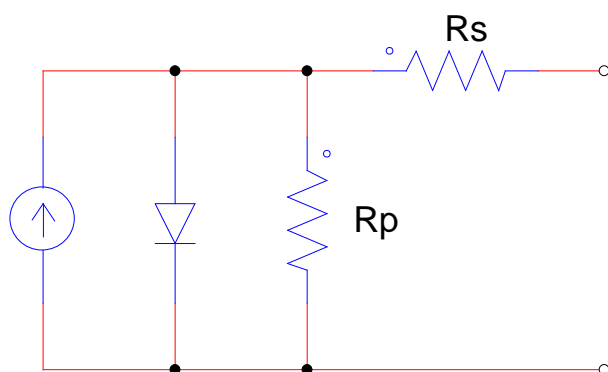


Figura 2.25.- Esquema eléctrico de un módulo fotovoltaico.

Donde la fuente de corriente representa la corriente de cortocircuito del módulo; R_s la resistencia de los contactos y conexiones; R_p representa la resistencia debida a las corrientes de fuga; y el diodo representa la unión PN del módulo.

2.7.4. MPPT

Como se ha comentado anteriormente las características tensión-intensidad de los módulos fotovoltaicos varían con las condiciones del entorno, por lo que conseguir que los paneles trabajen en su punto de trabajo óptimo requiere del uso de sistemas especiales.

En la siguiente figura se puede observar el punto de trabajo del módulo fotovoltaico en función de la tensión de circuito abierto y corriente de cortocircuito de un módulo fotovoltaico.

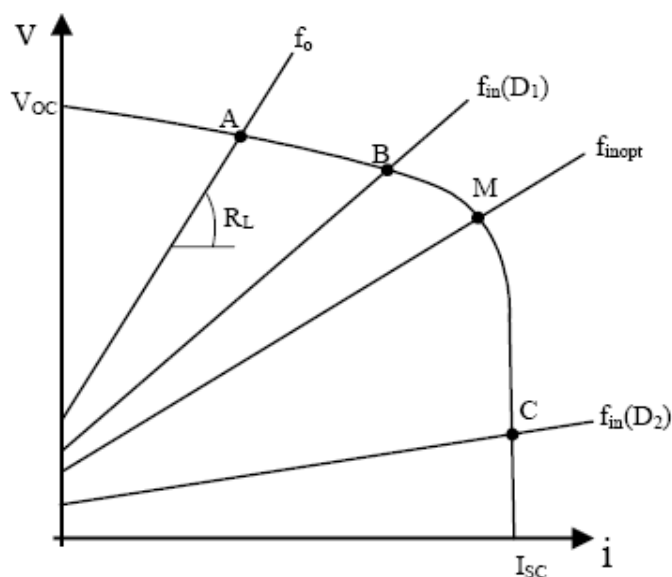


Figura 2.26.- Gráfico del punto de trabajo de un módulo fotovoltaico.

Como se puede apreciar en la figura 2.26, solamente en el punto M, el módulo fotovoltaico entrega la máxima potencia, trabajando en su punto más óptimo, por lo que para conseguir optimizar la transferencia de potencia entre módulo y carga conectada se deberá implementar un circuito que permita trabajar a ambos en las mejores condiciones posibles.

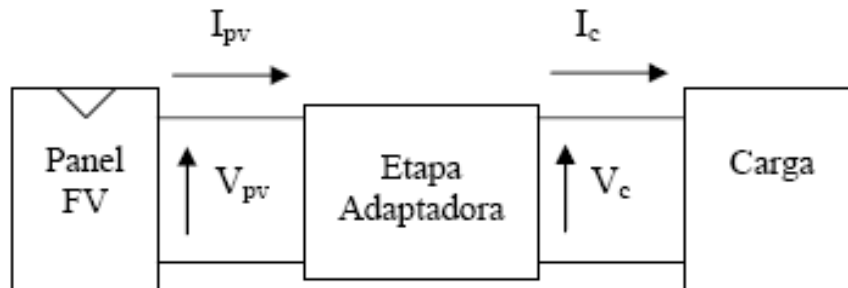


Figura 2.27.- Diagrama de bloques de la unión módulo fotovoltaico y carga.

Lo que se pretende conseguir con la etapa adaptadora es que la potencia en la entrada y en la salida de esta etapa sea la misma y, a su vez, la potencia máxima que pueda entregar el módulo fotovoltaico coincida con la potencia recibida en la carga, obteniendo de esta manera un rendimiento lo más cercano al 100 %.

Una de las principales características que se debe de tener en cuenta cuando se trabaja con módulos fotovoltaicos, como ya se ha dejado entrever, es la potencia máxima o máximo punto de potencia (MPP). El máximo punto de potencia de un módulo fotovoltaico se define como el producto del voltaje en el punto máximo (V_{MPP}) y la corriente en el punto máximo (I_{MPP}) por el cual la potencia que tiene un módulo fotovoltaico es máxima (P_{MPP}).

Este máximo punto de potencia varía continuamente, ya que depende de factores como la irradiación solar y la temperatura, por lo que para optimizar el rendimiento del módulo fotovoltaico, se tendrá que hacer lo que se conoce con el nombre de seguimiento del máximo punto de potencia (en inglés MPPT, *Maximum Power Point Tracking*).

Por lo tanto se puede determinar que las estructuras *power gyrator* (tanto G como R) necesitan la incorporación de un sistema MPPT, para que se pueda realizar el seguimiento del máximo punto de potencia de un módulo fotovoltaico, y obtener a su vez, independientemente de los factores ambientales, el máximo rendimiento.

En cuanto al esquema circuital, también a nivel de bloques, propuesto en [], para el seguimiento del máximo punto de potencia con estructuras *power gyrator*, es el siguiente:

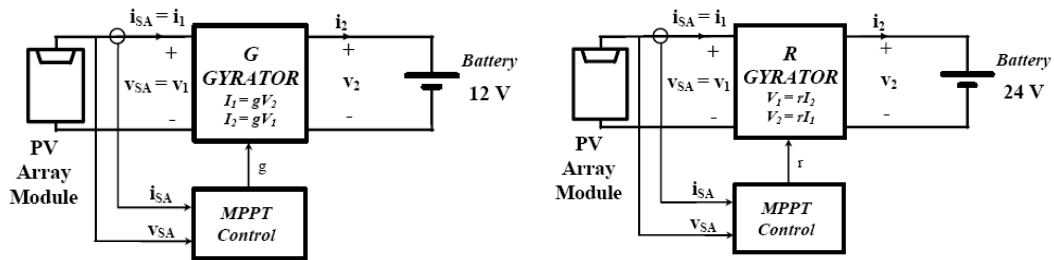


Figura 2.28.- Diagrama de bloques para giradores de tipo G y R de la implementación con el sistema MPPT.

En este capítulo de estudiará el algoritmo de búsqueda del extremo de una función.

En primer lugar se realizará una explicación teórica de los diversos tipos de algoritmos de búsqueda del máximo punto de potencia (MPP), para, a continuación, explicar de forma más detallada el empleado para la realización de nuestro MPPT.

A continuación se realizará una introducción a nivel teórico de distintos tipos de algoritmos de búsqueda del máximo punto de potencia basado principalmente en [5].

En la actualidad los tres algoritmos más utilizados son: Perturbación y Observación (P&O, *Perturb and Observation*), Incremento de la Conductancia (INC, *Incremental Conductance*) y voltaje constante (CV, *Constant Voltage*).

P&O se basa en la perturbación por medio de pequeños incrementos iterativos del voltaje, si la primera perturbación de tensión es positiva y la variación de potencia también es positiva se incrementa, en caso contrario se aplica una perturbación negativa. Este método de control produce una oscilación alrededor del MPP y está sujeto a errores en presencia de variaciones rápidas de la irradiancia. En general, por la simplicidad del algoritmo, es el más utilizado en inversores comerciales.

El segundo algoritmo INC, a costa de una gran complejidad a la hora de programar, proporciona la más alta precisión en el caso de días claros y parcialmente nublados. Este método sigue el criterio $dP/dV=0$, donde relaciona la conductancia del generador fotovoltaico y la carga.

Finalmente el método CV, se basa en el principio de que la relación entre el voltaje máximo del generador y su voltaje de circuito abierto es aproximadamente constante (K, en la expresión), esto es:

$$\frac{V_{MPP}}{V_{OC}} \cong K < 1$$

De esta forma el generador fotovoltaico se aísla temporalmente del MPPT y se mide el voltaje V_{OC} .

2.7.4.1. Algoritmo MPPT de Perturbación y Observación

Este algoritmo de seguimiento de potencia varía el voltaje del panel y monitoriza la potencia resultante. Si la potencia medida es mayor que la medida en la muestra anterior se continúa realizando la misma variación en el voltaje (aumento o disminución), si la potencia es menor que la obtenida en la muestra anterior, se realiza la variación de voltaje opuesta (disminución o aumento) a la que se estaba haciendo en el ciclo anterior. Las muestras del voltaje del panel solar permiten ubicar el punto de operación. Una vez alcanzado el punto de máxima potencia el algoritmo P&O hará que el punto de operación del panel oscile en torno a él. A continuación se muestran gráficamente los cuatro casos posibles en los que se puede encontrar el sistema fotovoltaico y la correspondiente acción de control a ejercer sobre el ciclo de trabajo para alcanzar el MPP. Estos casos, extraídos de [7] son:

- $\Delta P = P(k) - P(k-1) > 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) > 0$: En este caso el incremento de potencia ΔP , definido como la potencia actual menos la potencia en la muestra anterior, es positivo. Igualmente el incremento de tensión de salida del generador fotovoltaico también es positivo. La acción de control a realizar en este caso es disminuir el ciclo de trabajo de forma que siga aumentando la tensión de salida del panel solar hasta que se alcance el punto MPP:

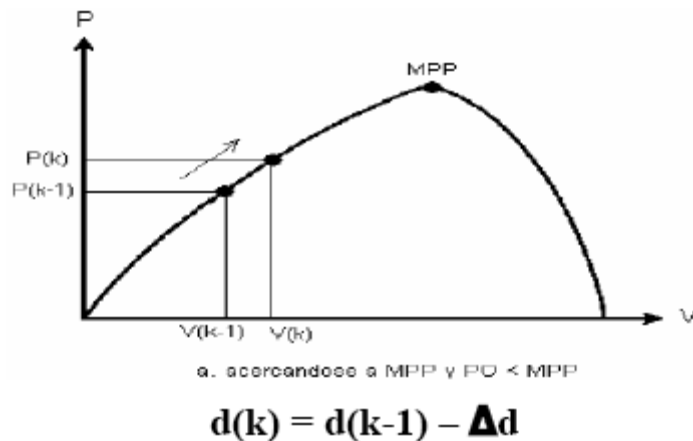


Figura 2.29.- Primera posibilidad de la búsqueda del MPP.

- $\Delta P = P(k) - P(k-1) > 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) < 0$: En este caso el incremento de potencia ΔP , es positivo mientras que el incremento de tensión de salida es negativo. La acción de control a realizar en esta situación es aumentar el ciclo de trabajo de forma que siga disminuyendo la tensión de salida del panel solar hasta que se alcance el punto MPP:

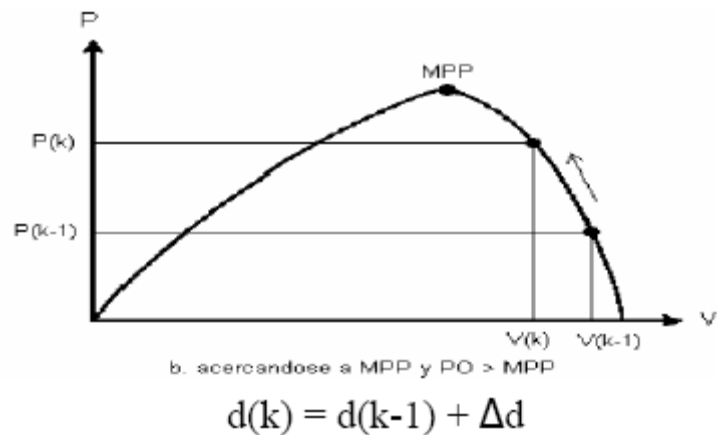


Figura 2.30.- Segunda posibilidad de la búsqueda del MPP.

- **$\Delta P = P(k) - P(k-1) < 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) < 0$** : el incremento de potencia ΔP y de tensión de salida es negativo. La acción de control a realizar en este caso es, como en el caso a), disminuir el ciclo de trabajo de forma que aumente la tensión de salida del panel solar hasta que se alcance el punto MPP:

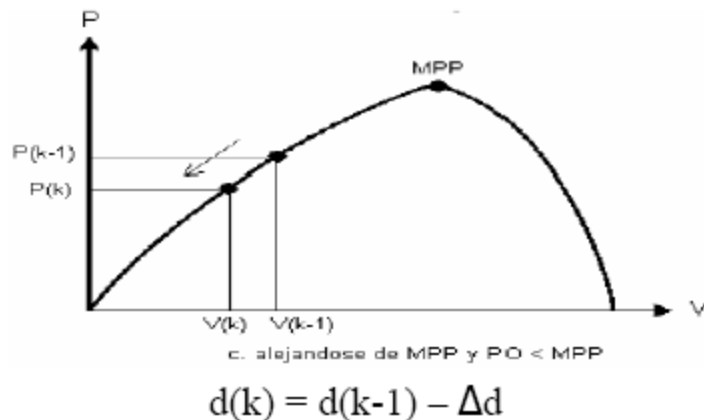


Figura 2.31.- Tercera posibilidad de la búsqueda del MPP.

- **$\Delta P = P(k) - P(k-1) < 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) > 0$** : el incremento de potencia ΔP , es negativa mientras que el incremento de tensión de salida es positivo. La acción de control a realizar en esta situación es aumentar el ciclo de trabajo de forma que siga disminuyendo la tensión de salida del panel solar hasta que se alcance el punto MPP:

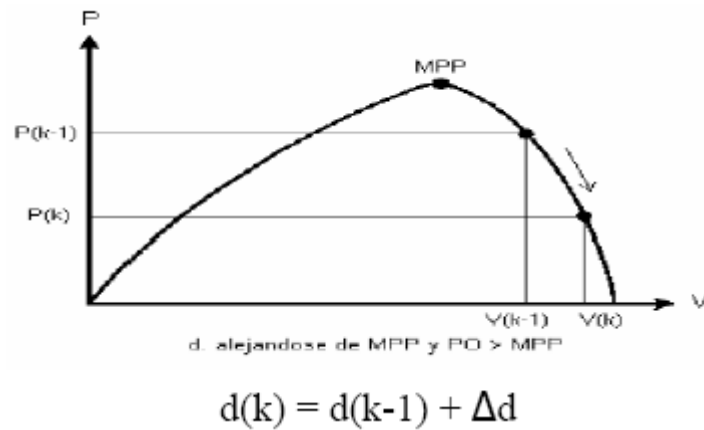


Figura 2.32.- Cuarta posibilidad de la búsqueda del MPP.

Para la implementación de esta aplicación ha sido necesario el uso de un panel fotovoltaico y una batería.

El panel utilizado para la implementación de la aplicación es el que ofrece la casa British Petroleum (BP). Se trata de un panel compuesto por 36 células fotovoltaicas policristalinas de alta eficiencia conectadas entre sí, que llegan a ofrecer una potencia máxima de 10W para una tensión en circuito abierto (V_{oc}) de 21V, y una corriente en cortocircuito (I_{sc}) de 0,65A. A continuación se detallan las características eléctricas más importantes de dicho panel.

Electrical Characteristics	SX310
Maximum power (P_{max})	10W
Voltage at Pmax (V_{mp})	16.8V
Current at Pmax (I_{mp})	0.59A
Warranted minimum P_{max}	9W
Short-circuit current (I_{sc})	0.69A
Open-circuit voltage (V_{oc})	21.0V
Temperature coefficient of I_{sc}	(0.065±0.015)%/ °C
Temperature coefficient of V_{oc}	-(80±10)mV/°C
Temperature coefficient of power	-(0.5±0.05)%/ °C
NOCT (Air 20°C; Sun 0.8kW/m ² ; wind 1m/s)	47±2°C
Maximum series fuse rating	1A (M/J)
Maximum system voltage	50V (US NEC rating) 50V (IEC 61215 rating)

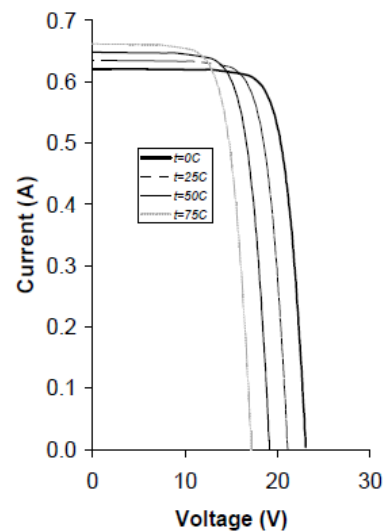


Figura 2.33.- Información y curva característica del panel SX310J.

Respecto a la batería, es necesario comentar que su resistencia serie es de 0,11Ω. Este dato junto con los del panel, servirán para establecer las condiciones iniciales de uno de los giradores.

CAPÍTULO 3: DISEÑO, CÁLCULO Y SIMULACIÓN

En este capítulo se exponen y analizan todos los cálculos y pasos necesarios para el diseño de estructuras giradoras. Además se muestra todo un conjunto de simulaciones mediante PSIM que verifican a nivel teórico el correcto funcionamiento de las estructuras diseñadas.

3.1. BIF como fuente de corriente controlada por tensión

Con el objetivo de demostrar la viabilidad de desarrollar estructuras giradoras para aplicaciones propias, se decide en este primer apartado del tercer capítulo, diseñar, calcular y simular un girador g de tipo BIF para que trabaje como fuente de corriente controlada por tensión y por la variable g .

El cálculo de la etapa de potencia, la que corresponde al convertidor de potencia, se divide en dos apartados. El primero corresponde al cálculo de los componentes del convertidor reductor o Buck. Y el segundo es el que corresponde al cálculo de los elementos que conforman la estructura giradora propia de un convertidor de tipo BIF, como son el filtro de entrada y la red de estabilidad.

Como selección de diseño, se decide emplear como elemento de conmutación, un transistor de canal N en lugar de un P. Por una cuestión puramente didáctica, ya que un transistor de canal N conducirá siempre que reciba un estado alto en su puerta sin embargo un canal P conducirá cuando en su puerta haya un estado bajo; cosa que parece menos intuitiva.

Las condiciones iniciales que se han tenido en cuenta para los cálculos siguientes son las presentadas en la tabla 1.

Tabla 1.- Condiciones iniciales.

$V_{in} = 18V$	$V_{out} = 12V$
$I_{in} = 2A$	$I_{out} = 3A$
$\Delta I_{out} = 5\%$	$\Delta V_{out} = 0,5\%$
	$R_L = 4\Omega$

3.1.1.1. Cálculo componentes convertidor Buck

Suponiendo que el convertidor trabaja en modo continuo y que se tiene una alimentación mínima del circuito de 18V en la entrada del convertidor y se desea obtener una tensión a la salida del mismo de 12V y una corriente máxima que circule por la carga de 3A como condiciones iniciales, el ciclo de trabajo que tendrá dicho convertidor a partir de la ecuación 5, es el siguiente:

$$D = 0,66 \rightarrow 66\% \quad (45)$$

Una vez obtenido el ciclo de trabajo, haciendo uso de las condiciones iniciales de tensión y corriente expuestas en el párrafo anterior, junto con la

ecuación 7 vista en el capítulo 2 de los componentes del convertidor Buck y sabiendo que para esta aplicación solo se tolerara un rizado de la corriente de salida de un 5% como máximo, se puede obtener el valor de la inductancia necesario para la simulación del convertidor suponiendo una frecuencia de conmutación de 50kHz.

$$L = 533,33 \mu H \quad (46)$$

El valor obtenido de la inductancia no se ajusta a un valor de mercado, por lo que, normalizando según la serie E-12 que rige la estandarización de los componentes de cualquier circuito electrónico, el valor (por encima de este mínimo) que más se ajusta al calculado es el de 820uH.

Para comprobar que el valor de rizado de corriente es inferior al 5% admitido, se aísla y calcula el rizado de la ecuación 7 tal que así:

$$\chi = (18 - 12) \cdot \frac{12}{18} \cdot \frac{1}{50kHz} \cdot \frac{1}{820\mu H \cdot 3} = 0,0325 \rightarrow 3,25 \% \quad (47)$$

Como se observa el valor obtenido se ajusta perfectamente a un valor de rizado de corriente adecuado, ya que se encuentra por debajo del 5%.

Para el cálculo del condensador se emplea la fórmula 10 y se supone un rizado de tensión de salida máximo del 0,5%, con lo que se obtiene que:

$$C = 4,14 \mu F \quad (48)$$

Al igual que en el caso de la inductancia el valor obtenido para el condensador tampoco se ajusta a un valor comercial, por lo que si se adapta a un valor estándar de la serie E-12, el valor que se obtiene es de 4,7 uF, siendo el valor de rizado de la tensión de salida (aislando el rizado de la ecuación 10) para este nuevo condensador de:

$$E = \frac{1 - 0,66}{8 \cdot 820\mu H \cdot (50kHz)^2 \cdot 4,7\mu F} = 4,41 \cdot 10^{-3} \rightarrow 0,441 \% \quad (49)$$

Valor que se ajusta a las exigencias establecidas.

3.1.1.2. Cálculo componentes BIF

Como se ha podido observar en los anteriores capítulos, un girador de potencia en estructura BIF de tipo G, posee una variable g, un filtro de entrada LC y una red de estabilidad cuyos parámetros se han de calcular para poder diseñar el convertidor correctamente.

Para el cálculo de g se emplean las condiciones iniciales supuestas anteriormente para corrientes y tensiones de entrada y salida al convertidor, y mediante las ecuaciones 36 y 37 se establece que:

$$g = 0,166 \quad (50)$$

Para el cálculo del filtro de entrada se ha fijado un valor estandarizado de la bobina de 22uH y se ha calculado el valor del condensador mediante la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \rightarrow 50 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{22\mu\text{H} \cdot C}} \quad (51)$$

Siendo C igual a:

$$C = 460,55 \text{ nF} \quad (52)$$

El valor estandarizado de la serie E-12 que más se ajusta a las condiciones establecidas es de 1uF.

Como ya se ha comentado las estructuras *power gyrator* necesitan de una red de estabilidad para garantizar el correcto funcionamiento de las mismas. Esta estabilidad se consigue mediante un condensador conectado en serie con una resistencia, cuyas expresiones para su cálculo se muestran a continuación:

$$C_d = g^4 \cdot R_L^2 \cdot L_1 \cdot \sqrt{g^8 \cdot R_L^4 \cdot L_1^2 + 4g^4 \cdot R_L^2 \cdot L_1 \cdot C_1} \quad (53)$$

$$\frac{C_d}{2 \cdot g^2 \cdot R_L} < R_d \cdot C_d < g^2 \cdot R_L \cdot L_1 + \frac{C_d}{2 \cdot g^2 \cdot R_L} \quad (54)$$

Como se puede observar R_d será un valor comprendido entre un margen. Es decir que si inicialmente se calcula un valor del condensador C_d normalizado a la serie E-12, la resistencia R_d quedará comprendida en un margen, fijado por la ecuación 54. Dando como resultado un condensador de 2,2μF y una resistencia de 5,6Ω. Estos valores son necesarios para el cálculo de la red de estabilidad.

Con el fin de garantizar que son correctos los cálculos, se dispone de una serie de ecuaciones (38, 39 y 40) que garantizan la estabilidad del sistema, cuyos resultados una vez sustituidos se exponen a continuación:

$$12,35 \text{ u} < 23,55 \text{ u} \rightarrow OK \quad (55)$$

$$12,35 \text{ u} > 2,98 \text{ u} \rightarrow OK \quad (56)$$

$$30,18 \text{ p} < 32,10 \text{ p} \rightarrow OK \quad (57)$$

Las tres expresiones se cumplen, por lo que se puede asegurar que los valores previamente calculados se adaptan a las condiciones de estabilidad exigidas para la implementación del girador g de tipo BIF.

Por último y antes de pasar directamente a las simulaciones, es necesario hacer una breve introducción para aclarar y concretar diversas cuestiones relacionadas con el control del convertidor.

Para desarrollar el control por deslizamiento del girador BIF, es necesario comentar que para ser un girador de tipo g es de obligada condición cumplir en todo momento la ecuación 37, en la que la corriente de salida del girador es igual a la tensión de entrada multiplicada por la variable g.

Sabiendo esto, será necesario un método para censar correctamente la corriente de salida y convertirla en una tensión diferencial para que pueda ser tratada por la etapa de control.

La opción elegida, consiste en emplear un amplificador operacional conectado como restador inversor ya que es un montaje sencillo y de bajo coste (también se podría haber optado por otras opciones, como por ejemplo un amplificador de instrumentación).

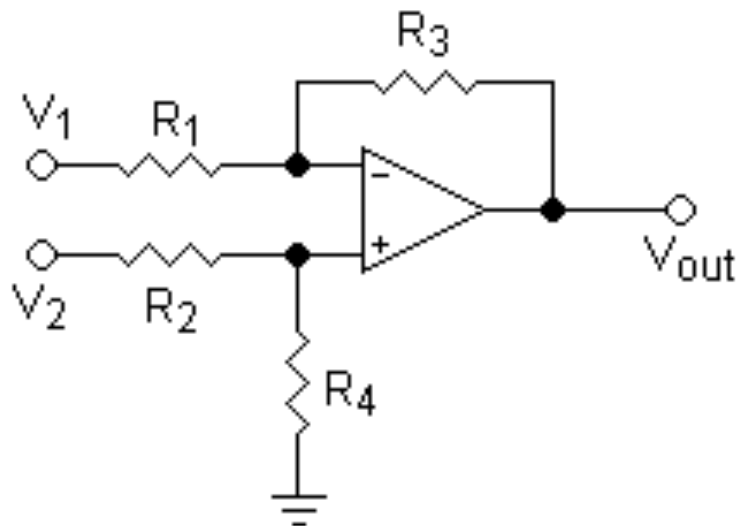


Figura 3.1.- Amplificador operacional en configuración de restador inversor.

La ecuación que determina el comportamiento de esta configuración vista en la figura 3.1 es:

$$V_{out} = V_2 \left(\frac{(R_3 + R_1) \cdot R_4}{(R_4 + R_2) \cdot R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (58)$$

Y si se supone R3 igual a R4 y R1 igual a R2 se obtiene que:

$$\begin{cases} R_3 = R_4 = R_x \\ R_1 = R_2 = R_y \end{cases} \quad (59)$$

$$V_{out} = \frac{R_x}{R_y} \cdot (V_2 - V_1)$$

La ecuación 59 muestra que el restador inversor con resistencias iguales dos a dos, actuará de forma que la tensión diferencial que reciban su entrada positiva y negativa será amplificada según la relación de resistencias establecida. Es necesario establecer un control de histéresis en el comparador (figura 3.2), ya que posteriormente y para la implementación final de los prototipos será necesaria.

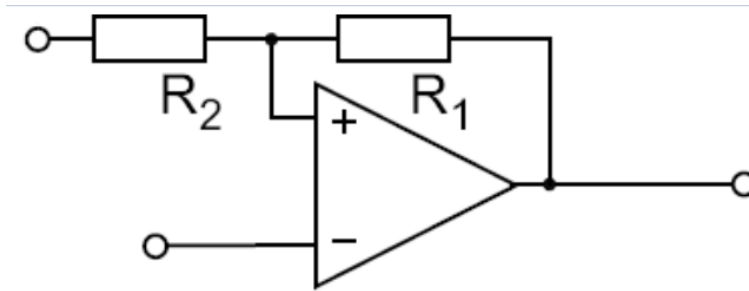


Figura 3.2.- Comparador con histéresis.

Para generar la tensión diferencial que será amplificada por el amplificador operacional en configuración de restador inversor, se va a emplear una resistencia *shunt*, para medir de este modo la corriente de salida.

El censado de la tensión de entrada se hará mediante un divisor de tensión, ya que los 18V de tensión mínima que deberá haber en la entrada son demasiados para el correcto funcionamiento del multiplicador real, una vez que se pase a la implementación del sistema (como se verá en el capítulo 4 de este mismo documento), con resistencias de 102kΩ cada una, ya que se trata de resistencias con una tolerancia de únicamente el 1% y permiten una mayor precisión en el valor de tensión.

Por lo tanto y una vez concretados estos detalles se puede determinar que la ecuación 37 debe ser modificada del siguiente modo:

$$I_{out} \cdot R_{sh} \cdot Av = g \cdot \frac{V_{in}}{2} \quad (60)$$

Esta es la nueva ecuación que determina el comportamiento del convertidor, pero para que siga teniendo comportamiento de girador g , es necesario que se siga manteniendo la ecuación original (37); es decir, esta nueva g' que aparece, debe ser igual a la g inicial, de tal modo que:

$$I_{out} = g \cdot \frac{1}{2 \cdot R_{sh} \cdot Av} \cdot V_{in} \quad (61)$$

$$g' = g \cdot \frac{1}{2 \cdot R_{sh} \cdot Av} \quad (62)$$

$$g' = g \rightarrow \frac{g}{g} = 1 = \frac{1}{2 \cdot R_{sh} \cdot Av} \quad (63)$$

$$2 \cdot R_{sh} \cdot Av = 1 \quad (64)$$

Y si se fija el valor de la resistencia *shunt* en $0,05\Omega$ ($50m\Omega$) se puede determinar la ganancia que debe tener el amplificador operacional en configuración de restador inversor, para mantener la ecuación 64:

$$Av = 10 \quad (65)$$

Finalmente, será necesario el empleo de un comparador, que tendrá la función de ofrecer un estado alto o bajo en su salida en función de si su entrada positiva es mayor que su entrada negativa, y viceversa. Este comparador

Por lo tanto, y recapitulando, se obtiene que para simular el control en lazo cerrado del girador g de tipo BIF, se opta por usar un amplificador operacional en configuración de restador inversor, con una ganancia de 10 (R_x igual a $10k\Omega$ y R_y igual a $1k\Omega$, por ejemplo), una resistencia *shunt* de $50m\Omega$ y un divisor con resistencias iguales para la tensión de entrada. Además del imprescindible comparador con histéresis necesario para realizar el control.

3.1.2. Simulaciones mediante PSIM con control por deslizamiento

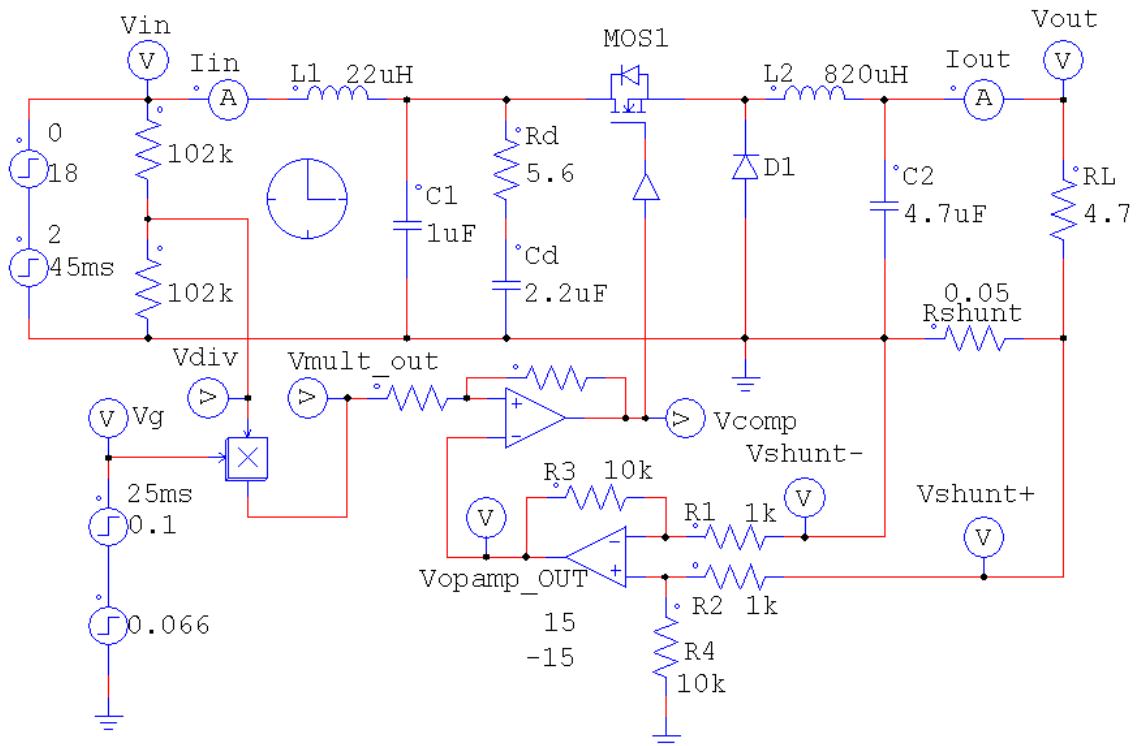
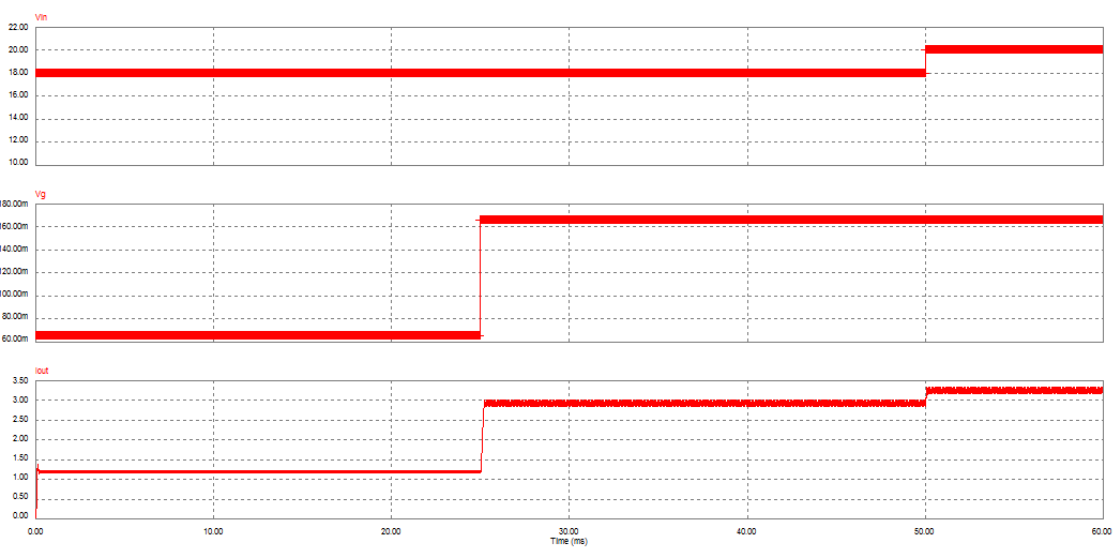


Figura 3.3.- Esquema en PSIM del BIF simulado.

La figura 3.3 muestra el esquema en PSIM del BIF simulado. Se debe comentar que se han añadido dos fuentes a la tensión de entrada y otras dos a la variable g , para simular como responde la corriente de salida frente a variaciones en V_{in} y en V_g .



Time	1.99799e-2	Time	4.00802e-2	Time	5.99398e-2
Vin	1.80000e+1	Vin	1.80000e+1	Vin	2.00000e+1
Vg	6.60000e-2	Vg	1.66000e-1	Vg	1.66000e-1
Iout	1.19657e+0	Iout	2.99588e+0	Iout	3.33449e+0

Figura 3.4.- Gráfico de comportamiento del BIF y valores obtenidos.

En la figura 3.4 se observa el correcto funcionamiento del girador G, ya que las capturas de pantalla en 20ms, 40ms y 60ms muestran como el BIF cumple con la ecuación 37 para diferentes valores de Vin y de g. El hecho de que haya pequeñas diferencias entre el valor teórico y el simulado, es debido a dos factores, el primero son las pequeñas pérdidas que aparecen en el filtro de entrada y la red de estabilidad RC y el segundo, el rizado de la corriente de salida.

A continuación, para confirmar que el girador está actuando como fuente de corriente independientemente de la carga conectada, se añade un segundo BIF idéntico al primero, pero con una resistencia de carga de solo 2Ω.

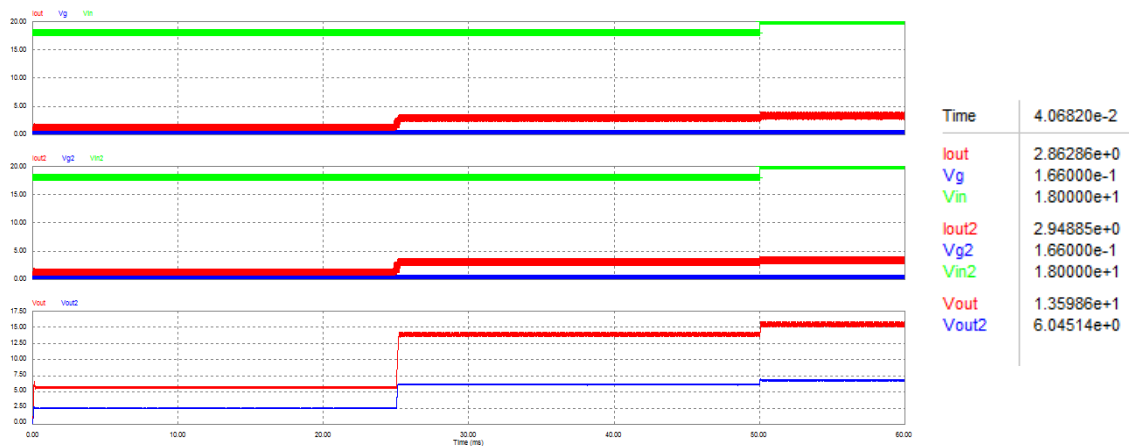


Figura 3.5.- Comparación comportamiento de dos BIFS iguales con cargas distintas.

Como puede observarse, el comportamiento de ambos BIF es exactamente el mismo para unos 40ms y la única diferencia radica en la tensión de salida, que es mayor como mayor sea la resistencia de carga.

Esto implica unos límites físicos para el girador, ya que la resistencia de carga nunca podrá ser tan elevada, para que el producto de la corriente de salida por el valor óhmico de la carga sea mayor que la tensión de entrada; ya que se satura el convertidor.

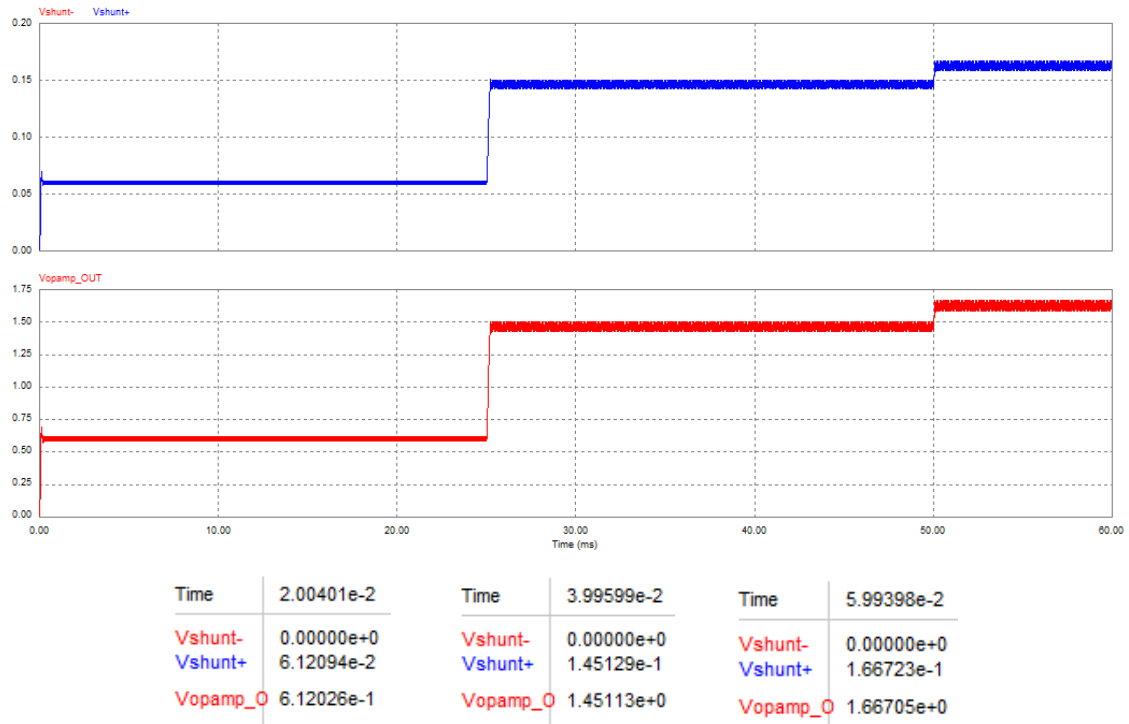


Figura 3.6.- Gráfico de la tensión diferencial y el amplificador operacional.

La figura 3.6 muestra el correcto funcionamiento de la etapa de censado de corriente y amplificación de la tensión diferencial. Cabe destacar que Vshunt- es 0 porque, tal y como puede observarse en la figura 3.3, esta referenciada a masa.

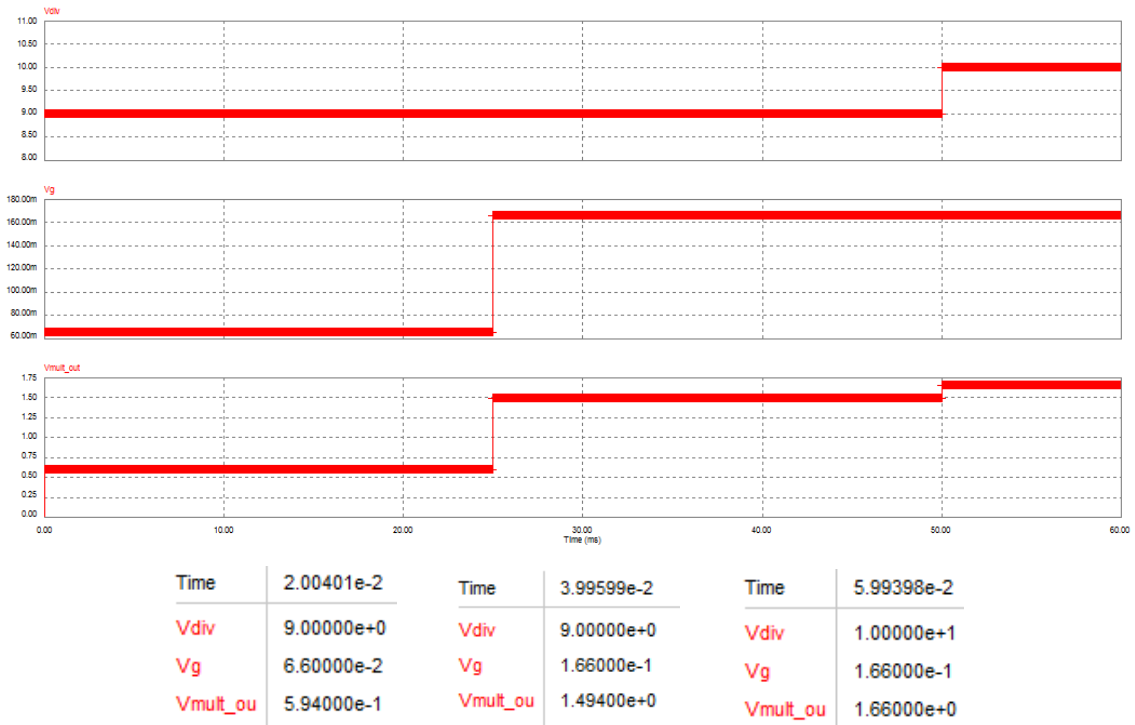


Figura 3.7.- Gráfico de las entradas y salidas del multiplicador.

La figura 3.7 muestra como actúa el multiplicador y verifica su correcto funcionamiento.

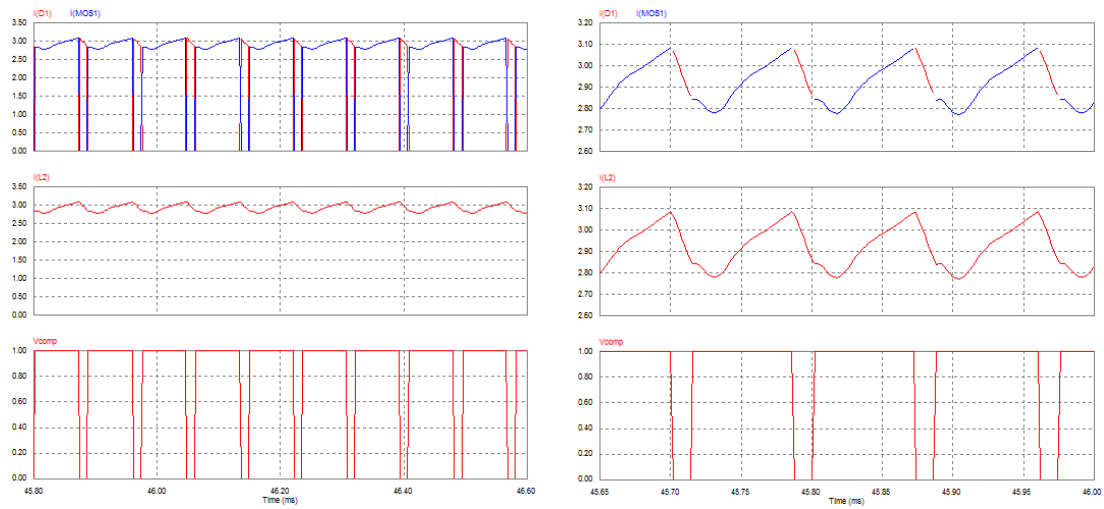


Figura 3.8.- Gráfico que muestra la corriente en diodo, transistor y bobina a los cambios producidos por el comparador, respectivamente.

En la anterior figura se puede observar los ciclos de carga y descarga de la bobina en función de si conduce el transistor o el diodo. También permite observar la como los pulsos de apagado y encendido de transistor y diodo son producidos correctamente por el comparador.

Por último, la siguiente figura permite ver como a diferencia de un control por PWM estándar (en el que varía el ciclo de trabajo), la frecuencia de trabajo del comparador varía en función del valor de g .

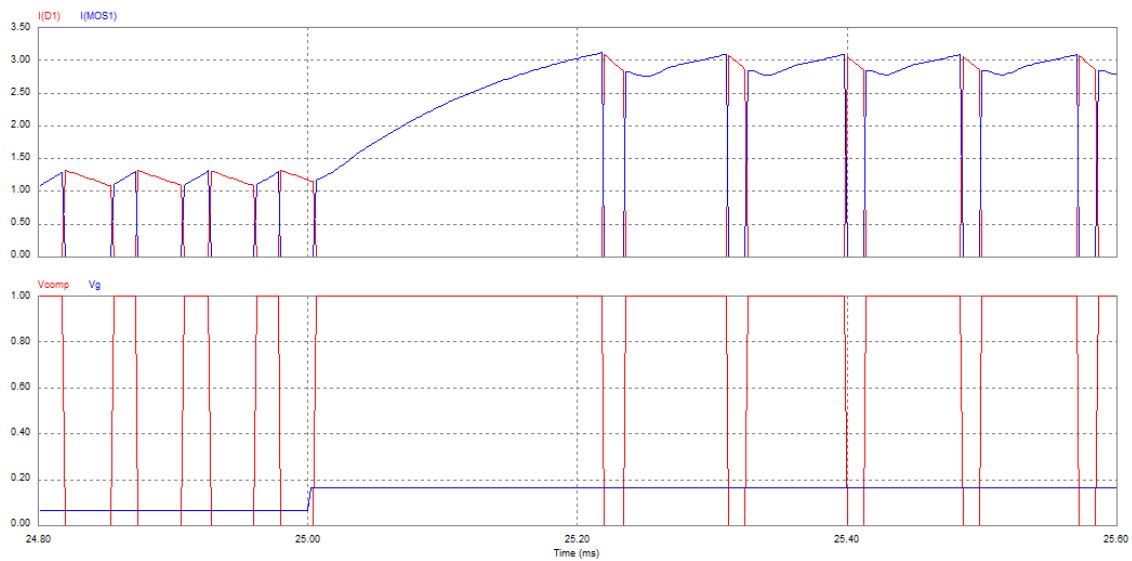


Figura 3.9.- Grafico de variación de la frecuencia de conmutación.

3.2. BIF para adquisición de energía de un panel fotovoltaico

En este punto se estudiará de forma teórica mediante los cálculos necesarios y las simulaciones oportunas como actúa un girador BIF de tipo G para adquisición de energía fotovoltaica. El procedimiento es exactamente el mismo que el anterior, pero con los valores adaptados para esta aplicación en concreto. Los valores iniciales para este caso son:

Tabla 2.- Condiciones iniciales.

$V_{in} = 20V$	$V_{out} = 12V$
$I_{in} = 0,6A$	$I_{out} = 1A$
$\Delta I_{out} = 5\%$	$\Delta V_{out} = 0,5\%$
	$R_L = 0,11\Omega$

3.2.1. Cálculo de componentes

El cálculo de la etapa de potencia, la que corresponde al convertidor de potencia, se divide en dos apartados. El primero corresponde al cálculo de los componentes del convertidor reductor o Buck. Y el segundo es el que corresponde al cálculo de los elementos que conforman la estructura giradora de un convertidor BIF, como son el filtro de entrada y la red de estabilidad.

3.2.1.1. Cálculo componentes convertidor Buck

Suponiendo que el convertidor trabaja en modo continuo y que se tiene una alimentación del circuito de 20V en la entrada del convertidor, y se quiere obtener una tensión a la salida del convertidor de 12V y una corriente que circule por la carga de 1A como condiciones iniciales, el ciclo de trabajo que tendrá dicho convertidor, a partir de la ecuación 5, es el siguiente:

$$D_c = 0,60 \rightarrow 60\% \quad (66)$$

Una vez obtenido el ciclo de trabajo, haciendo uso de las condiciones iniciales de tensión y corriente expuestas en el párrafo anterior, junto con la ecuación 7 vista en el capítulo 2, se puede obtener el valor de la inductancia y el condensador necesario para la simulación del convertidor si se fija un rizado de corriente de salida del 5%, un rizado de la tensión de salida del 0,5% y una frecuencia de conmutación de 50 kHz.

$$L = 1,92 \text{ mH} \quad (67)$$

El valor obtenido para la inductancia no se ajusta a un valor de mercado, por lo que según la serie E-12 que rige la estandarización de los componentes, el valor que más se ajusta al calculado es el de 1,64 mH, correspondiente a dos bobinas en serie de 820 uH.

A continuación se procede a calcular el valor de rizado de corriente para ver si el valor de la bobina estandarizado se ajusta a un valor de rizado normal para un convertidor de potencia.

$$\chi = (20 - 12) \cdot \frac{12}{20} \cdot \frac{1}{50kHz} \cdot \frac{1}{2 \cdot 820uH \cdot 1} = 0,0585 \rightarrow 5,85 \% \quad (68)$$

Como se observa el valor obtenido es superior al valor de rizado de corriente establecido como límite, sin embargo se encuentra en el rango entre el 5% y el 10% y tratándose de una aplicación con un fin didáctico, se da por aceptable.

Para el cálculo del condensador necesario la ecuación 10 y el resultado es el siguiente:

$$C = 2,44 \mu F \quad (69)$$

Al igual que la inductancia el valor obtenido para el condensador tampoco se ajusta a un valor comercial, por lo que si se ajusta a un valor estándar de la serie E-12, el valor que se obtiene es de 3,3 uF, obteniendo un valor de rizado de tensión:

$$E = \frac{1 - 0,66}{8 \cdot 2 \cdot 820uH \cdot (50kHz)^2 \cdot 3,3uF} = 3,695 \cdot 10^{-3} \rightarrow 0,369 \% \quad (70)$$

Valor que se adapta perfectamente al rango exigido para un rizado de tensión en la salida del convertidor.

3.2.1.2. Cálculo componentes BIF

Como se ha podido observar en los anteriores capítulos, un girador de potencia en estructura BIF de tipo G, posee una variable g, un filtro de entrada LC y una red de estabilidad cuyos parámetros se han de calcular para obtener los valores adecuados para las condiciones iniciales previstas.

Para el cálculo de g se emplean las condiciones iniciales supuestas anteriormente para corrientes y tensiones de entrada y salida al convertidor, y mediante las ecuaciones 36 y 37 se establece que:

$$g = 0,050 \quad (71)$$

Para el cálculo del filtro de entrada se ha fijado un valor estandarizado de la bobina de 22uH y se ha calculado el valor del condensador mediante la expresión 51:

$$C = 460,55 \text{ nF} \quad (72)$$

El valor estandarizado que más se ajusta a las condiciones vistas anteriormente es de 1 uF.

Como se ha comentado anteriormente las estructuras *power gyrator* tipo g necesitan de una red de estabilidad para garantizar el correcto funcionamiento de las mismas. Esta estabilidad se consigue mediante un condensador conectado en serie con una resistencia, cuyas expresiones para su cálculo son las ecuaciones 53 y 54. Dando como resultado un condensador de 3,3nF y una resistencia de 2kΩ. Estos valores son necesarios para el cálculo de la red de estabilidad.

Con el fin de garantizar que son correctos los cálculos, se dispone de una serie de expresiones que garantizan la estabilidad del sistema, cuyas ecuaciones vienen determinadas por las expresiones 38, 39 y 40. A continuación se exponen los resultados obtenidos de las mismas:

$$6,6 \text{ u} < 4,01 \text{ m} \rightarrow OK \quad (73)$$

$$6,6 \text{ u} > 5,5 \text{ n} \rightarrow OK \quad (74)$$

$$10,89 \cdot 10^{-15} < 21,7 \cdot 10^{-15} \rightarrow OK \quad (75)$$

Las tres expresiones se cumplen, por lo que se puede asegurar que los valores previamente calculados se adaptan a las condiciones de estabilidad exigidas para la implementación de este girador g de tipo BIF.

A continuación, se debe establecer la ley de control necesaria para el correcto funcionamiento del girador g. Y este caso es idéntico al del BIF anterior y por lo tanto las ecuaciones su lazo de control será el mismo.

Resumiendo, se empleara un sistema de censado de corriente formado por una resistencia *shunt* de 50mΩ y un amplificador operacional en configuración de restador inversor (figura 3.1 y ecuación 59); un multiplicador para realizar el producto de la mitad de la tensión de entrada (debido al divisor de resistencias) por la g establecida y un comparador con histéresis.

3.2.2. Simulaciones mediante PSIM con control por deslizamiento

Este girador g de tipo BIF tiene algunas particularidades que deben ser comentadas antes de su simulación. El sistema está pensado para ser alimentado por paneles solares y por lo tanto el valor de su variable g no será fijo o ajustable manualmente como en el caso anterior, sino que será

un PIC el encargado de realizar el algoritmo de perturbación y observación para ajustar la g en función de las posibilidades del panel fotovoltaico. Sin embargo para esta simulación esta posibilidad ha sido obviada y se limita a comprobar el correcto funcionamiento del mismo como fuente de corriente controlada.

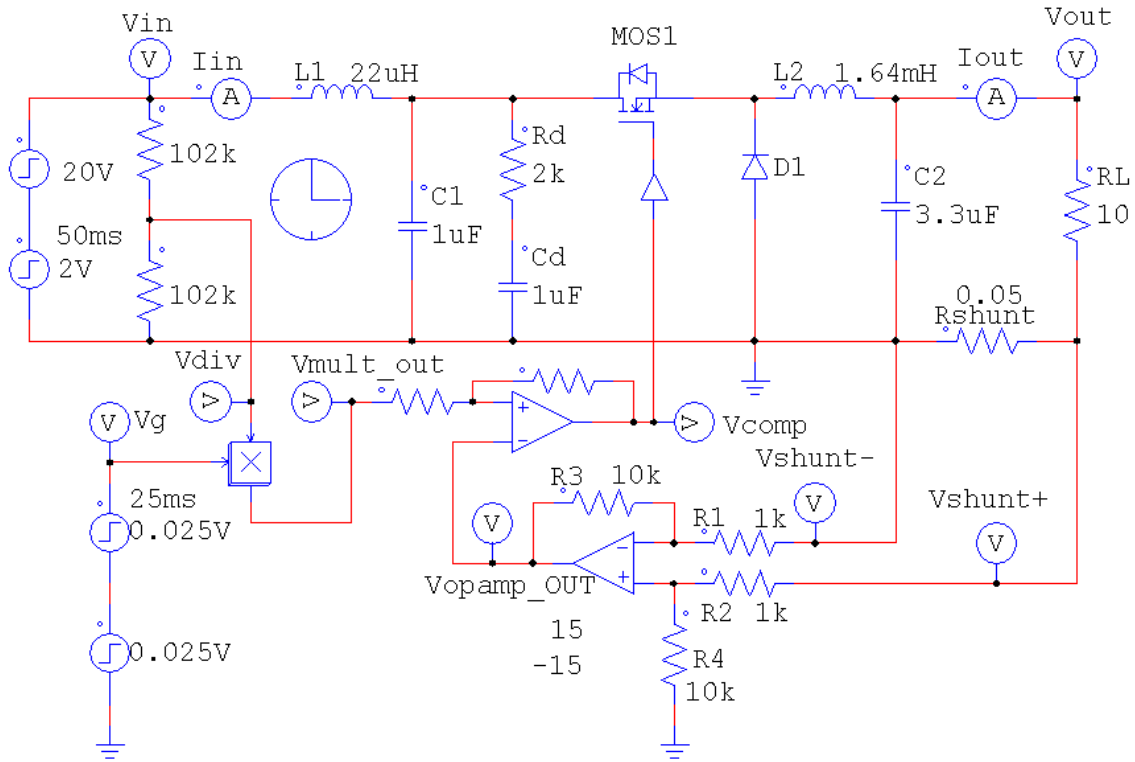
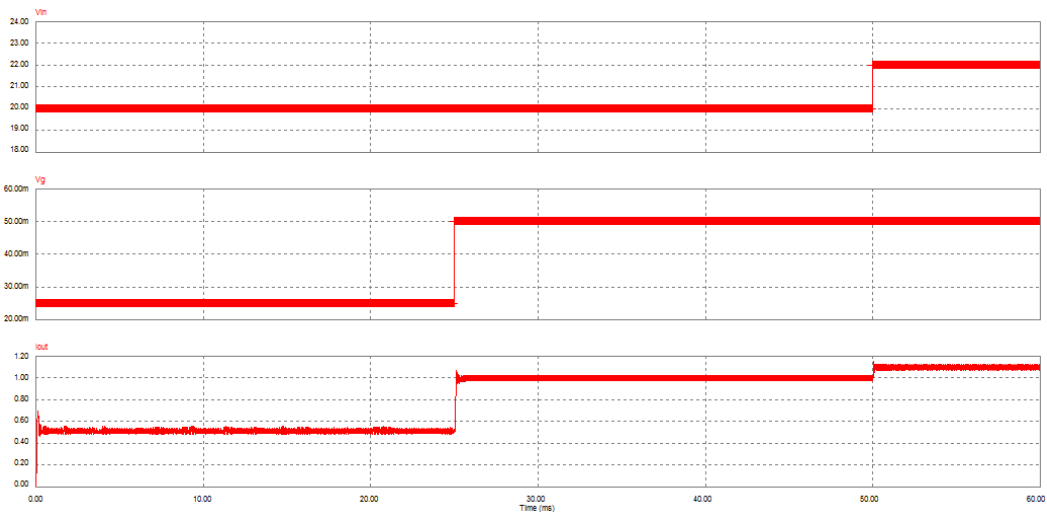


Figura 3.10.- Esquema en PSIM del BIF simulado.

Como este BIF se trata en esencia de un girador g idéntico al anterior pero dimensionado para otra aplicación, las simulaciones siguientes se limitarán solo a demostrar el correcto funcionamiento del mismo.



Time	1.99799e-2	Time	4.00201e-2	Time	5.99396e-2
Vin	2.00000e+1	Vin	2.00000e+1	Vin	2.20000e+1
Vg	2.50000e-2	Vg	5.00000e-2	Vg	5.00000e-2
Iout	5.09944e-1	Iout	1.01251e+0	Iout	1.11519e+0

Figura 3.11.- Grafico de comportamiento del BIF y valores obtenidos.

La figura 3.11 muestra como el convertidor funciona con corrección para distintos valores de Vin y de Vg cumpliendo siempre son la ecuación 37. También se puede observar una correcta respuesta a las variaciones de estos parámetros corrigiendo la corriente de salida con celeridad.

3.3. BOF como fuente de tensión controlada

En este punto se estudiará de forma teórica y mediante los cálculos necesarios y las simulaciones oportunas como actúa un girador BOF de tipo R. Los valores iniciales para este caso son:

Tabla 3.- Tabla de condiciones iniciales.

Vin = 12V	Vout = 18V
Iin = 3A	Iout = 2A
$\Delta I_{out} = 5\%$	$\Delta V_{out} = 0,5\%$
	RL = 9Ω

3.3.1. Cálculo de componentes

El cálculo de la etapa de potencia, la que corresponde al convertidor de potencia, se divide en dos apartados. El primero corresponde al cálculo de los componentes del convertidor elevador o Boost. Y el segundo es el que corresponde al cálculo de los elementos que conforman la estructura giradora de un convertidor BOF, como son el filtro de entrada y la red de estabilidad junto con el lazo de control.

3.3.1.1. Cálculo componentes convertidor Boost

Para realizar el cálculo de los componentes que conformar el convertidor, se ha de tener en cuenta una serie de requisitos. El quid de la cuestión es que esta estructura está diseñada para ir implementada en cascada con el girador BIF inicial, por lo que los valores de tensión y corriente de entrada al convertidor Boost son los valores de tensión y corriente de salida del BIF.

Suponiendo que el convertidor trabaja en modo continuo y que se tiene una alimentación del circuito de 12V en la entrada del convertidor y se quiere

obtener una tensión a la salida del convertidor de 18V y una corriente que circule por la carga de 2A como condiciones iniciales, el ciclo de trabajo que tendrá dicho convertidor, siguiendo la ecuación 22, es el siguiente:

$$D = 0,33 \rightarrow 33\% \quad (76)$$

El segundo requisito a tener en cuenta para implementar correctamente el convertidor en cascada con el girador BIF es la de que la bobina de entrada del convertidor Boost es la misma que la bobina de salida del girador BIF, no haciendo falta calcular ninguna inductancia para nuestro convertidor Boost.

Para el cálculo del inductor es necesario emplear la ecuación 23, sabiendo que la frecuencia de conmutación es de 50kHz y que el ciclo de trabajo es de un 33%. Por lo tanto:

$$L = 792 \mu H \quad (77)$$

Normalizando el inductor a un valor estándar, la bobina para las simulaciones será de 820uH.

Para el cálculo del condensador se emplea la ecuación 24, por lo tanto:

$$C = 148,15 \mu F \quad (78)$$

Al igual que los valores previamente calculados para los otros convertidores, el valor obtenido para el condensador tampoco se ajusta a un valor comercial, por lo que si adapta a un valor estándar de la serie E-12, el valor que se obtiene es de 150uF, obteniendo un valor de rizado de tensión de:

$$\Delta V_o = \frac{18 \cdot 0,33 \cdot (1/50kHz)}{150\mu F \cdot 9} = 0,088 \rightarrow 8,8\% \quad (79)$$

Valor que se adapta perfectamente al rango exigido para un rizado de tensión en la salida del convertidor.

3.3.1.2. *Cálculo componentes BOF*

Como se ha podido observar en los anteriores capítulos, un girador de potencia en estructura BOF de tipo R posee un filtro de salida LC, pero en cambio, no posee una red de estabilidad a diferencia de la estructuras giradoras de tipo G.

Para los valores del filtro de salida del girador se ha decidido utilizar los mismos valores del filtro de entrada del girador BIF, ya que las condiciones de conmutación, así como las de tensión y corriente son las mismas para ambos convertidores, y al conectarse este girador BOF de tipo R en cascada con el BIF de tipo G, lo que se desea es lograr el efecto espejo, es decir,

obtener a la salida del segundo convertidor lo mismo que a la entrada del primero. El filtro final es un filtro LC con una bobina de 22uH y un condensador de 1uF.

Para el cálculo de r se emplean las condiciones iniciales supuestas anteriormente para corrientes y tensiones de entrada y salida al convertidor, y mediante las ecuaciones 41 y 42 se establece que:

$$r = 6 \quad (80)$$

El control del BOF se realiza de un modo similar al del BIF; es decir el censado de corriente y tensión se realiza con los mismos elementos y todo el control emplea los mismos componentes, sin embargo ahora es necesario respetar la ecuación 42, en la que la tensión de salida es igual al producto de la variable r por la corriente de entrada. De tal modo que:

$$\frac{V_{out}}{2} = r \cdot I_{in} \cdot R_{sh} \cdot Av \quad (81)$$

$$r' = r \cdot R_{sh} \cdot Av \cdot 2 \quad (82)$$

$$r' = r \rightarrow \frac{r}{gr} = 1 = R_{sh} \cdot Av \cdot 2 \quad (83)$$

$$2 \cdot R_{sh} \cdot Av = 1 \quad (84)$$

Por lo tanto y al igual que en los dos convertidores BIF anteriores, suponiendo una R_{sh} de 50mΩ, se hace necesario una ganancia, de la etapa de censado de corriente, de 10.

Como conclusión el control será idéntico a los dos anteriores con la particularidad de que el producto se hará entre corriente de entrada y variable r ; y este valor será comparado con la mitad de la tensión de salida.

3.3.2. Simulaciones mediante PSIM con control por deslizamiento

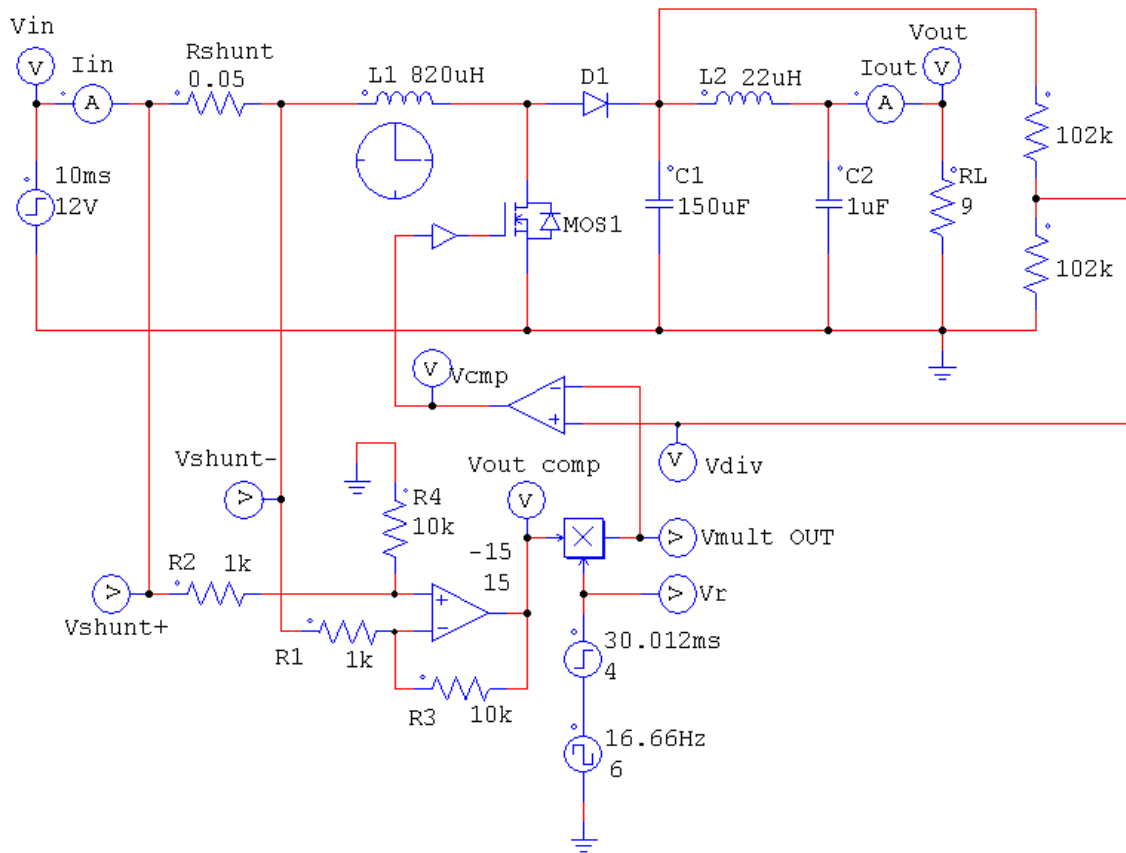
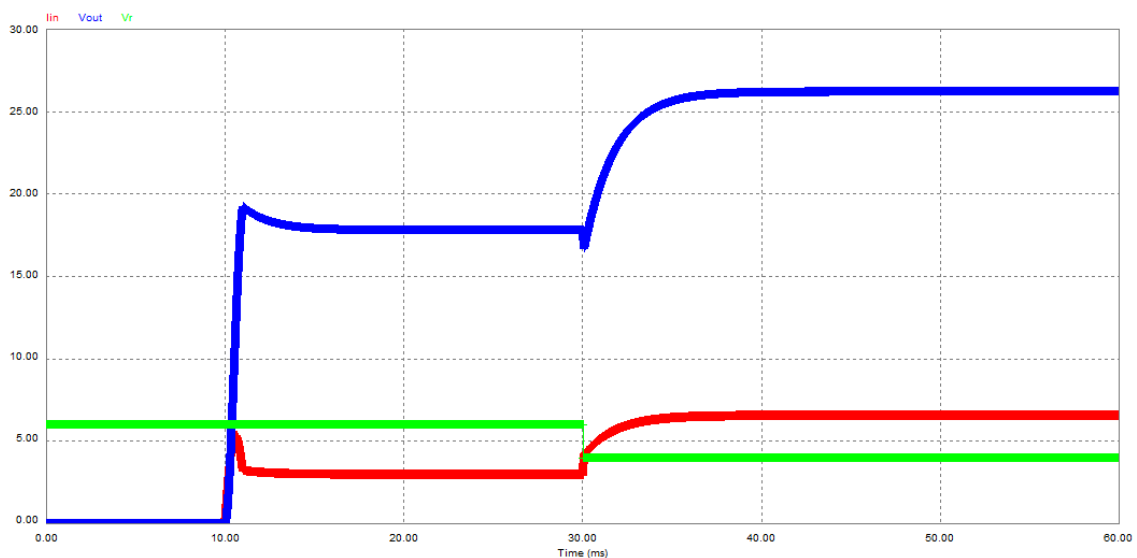


Figura 3.12.- Esquema del BOF simulado.

La figura anterior muestra el circuito simulado mediante PSIM, en ella pueden verse las diferencias en el sistema de control respecto al BIF.



Time	2.80441e-2	Time	5.60883e-2
lin	2.95878e+0	lin	6.54009e+0
Vout	1.77900e+1	Vout	2.61888e+1
Vr	6.00000e+0	Vr	4.00000e+0

Figura 3.13.- Grafico de comportamiento del BOF y valores obtenidos.

La figura 3.13, muestra como el convertidor BOF funciona correctamente, para distintos valores de la variable r. Ya que el producto de loa corriente de entrada por la Vr es siempre el valor de tensión de salida.

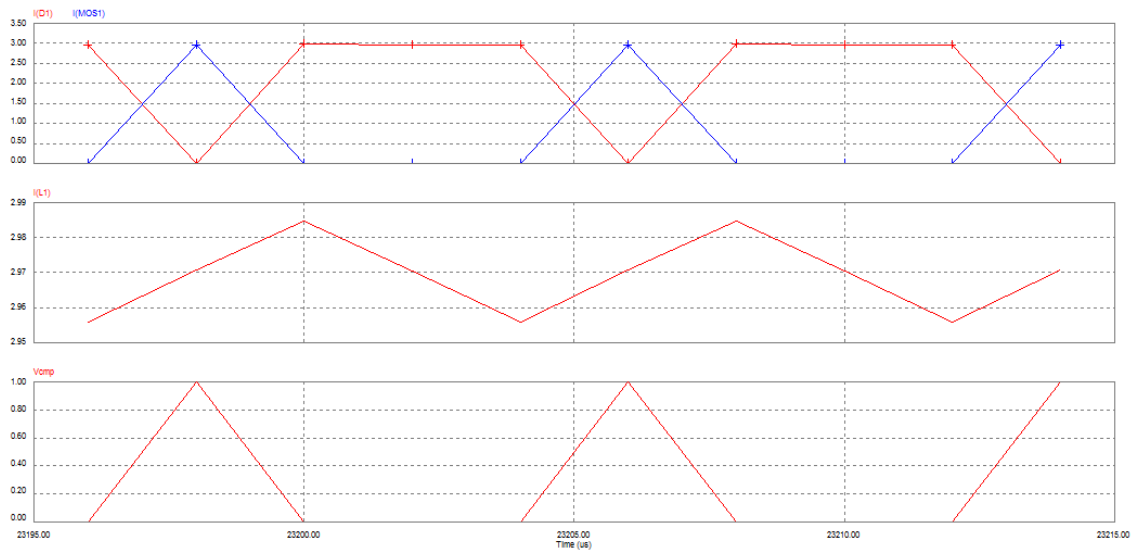


Figura 3.14.- Gráfico de comportamiento del BOF.

En la figura anterior, se puede observar como la corriente en la bobina crece linealmente en el periodo de tiempo que el transistor conduce, y decrece linealmente cuando el diodo entra en saturación.

3.4. BIF-BOF conectados en cascada

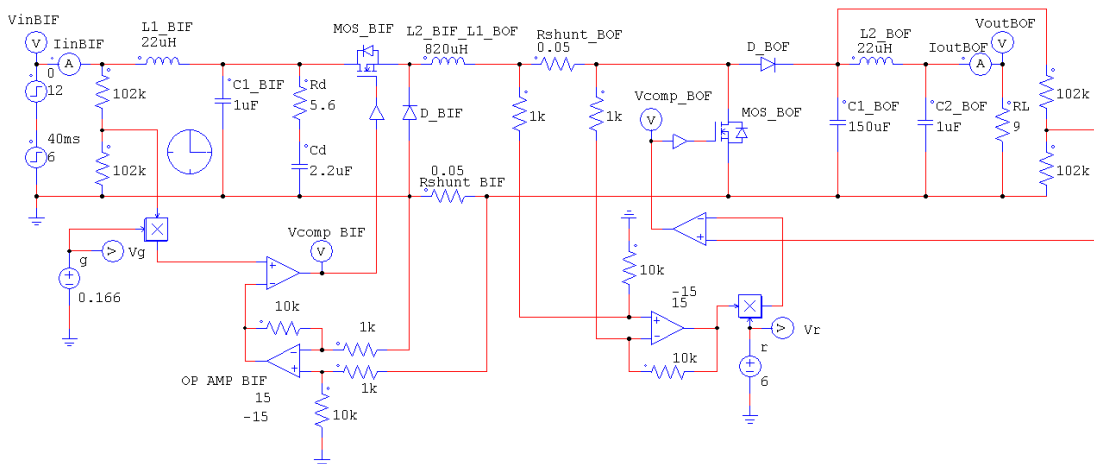


Figura 3.15.- Esquema en PSIM del BIF-BOF conectado en cascada.

La figura 3.15 muestra la conexión típica de un girador g de tipo BIF en cascada con un girador r de tipo BOF. Hay que tener en cuenta que en este tipo de conexión, el BIF pierde su condensador de salida (C2 en la figura 3.3) y el BOF pierde su bobina de entrada (L1 figura 3.12).

Su control es el mismo que el visto anteriormente para el BIF y el BOF por separado, por lo tanto la estructura resultante posee un ajuste de g y r.

Finalmente la ecuación que define el comportamiento del BIF-BOF en cascada es:

$$V_{out} = g \cdot r \cdot V_{in} \quad (85)$$

Esta ecuación es resultado de combinar las expresiones 37 y 42, teniendo en cuenta que la corriente de salida del BIF pasa a ser la corriente de entrada del BOF.

Para demostrar el correcto funcionamiento del convertidor resultante se adjunta la siguiente figura.

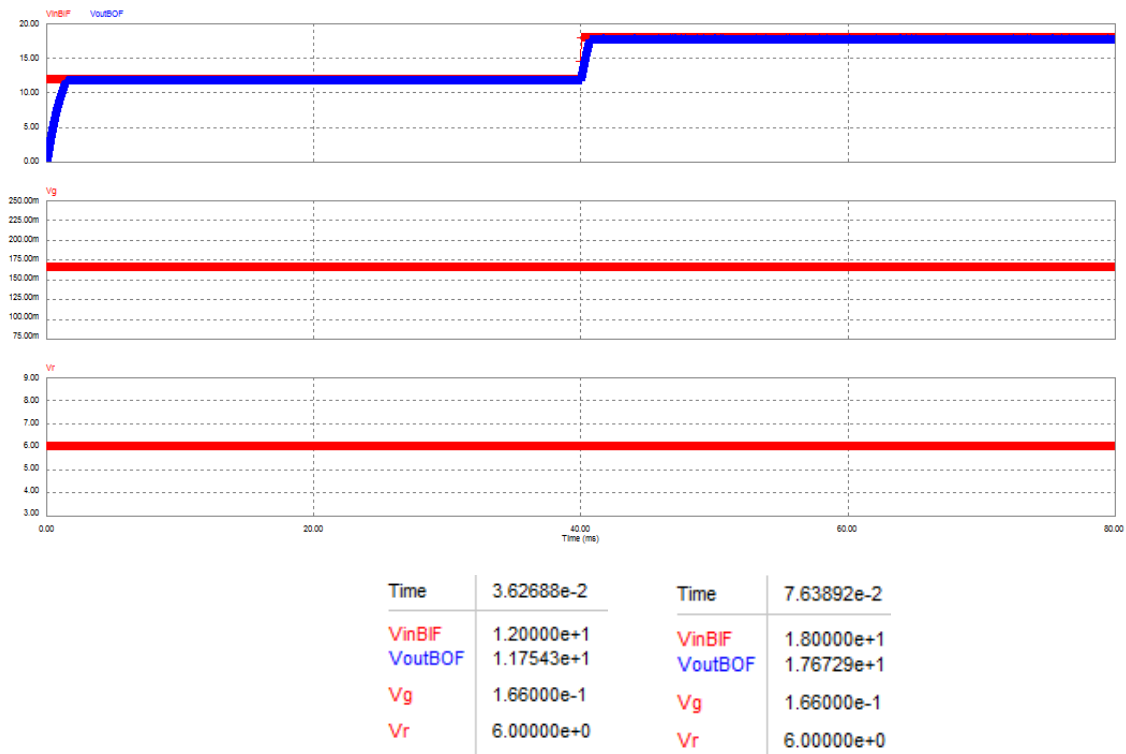


Figura 3.16.- Gráfico de comportamiento del BIF-BOF y valores obtenidos.

La figura anterior muestra como en todo el tiempo de simulación el convertidor se comporta siguiendo la expresión 85, por lo tanto se verifica su correcto comportamiento.

Es necesario añadir una vez más, que esta aplicación no tiene ningún tipo de función más allá de la de demostrar la viabilidad de calcular y diseñar

estructuras giradoras; ya que por ejemplo en el caso de la figura 3.15, se observa en 3.16, que el convertidor resultante se limita a obtener a la salida del BOF la misma entrada que hay en el BIF; ya que el verdadero objetivo que tendría un montaje de este tipo sería el de dimensionar un girador BOF para absorber la corriente de diversos giradores de tipo BIF, nunca de uno solo.

CAPÍTULO 4: IMPLEMENTACIÓN Y CONSTRUCCIÓN DE LOS PROTOTIPOS FINALES

En este capítulo se expone sobre la implementación final, la selección de componentes realizada, y los circuitos electrónicos y PCBs diseñados mediante ISIS y ARES.

4.1. Consideraciones iniciales

Como complemento al estudio realizado en este documento, se ha realizado la implementación de dos giradores de tipo BIF distintos. El primero actuando como fuente de corriente controlada por tensión, y el segundo como un sistema de adquisición de energía solar fotovoltaica.

En este capítulo, también se mostrará el diseño de las PCB (placas de circuito impreso) finales y se realizarán pruebas de su comportamiento.

4.2. Selección de componentes

En este apartado se argumentará porque se seleccionan los distintos elementos necesarios para la implementación.

4.2.1. *BIF como fuente regulada*

4.2.1.1. *Selección de los inductores y las capacitancias*

Para la selección de los inductores se tuvo en cuenta la corriente máxima que debían soportar en el peor caso y se sobredimensionaron para evitar cualquier problema. Para la bobina de 22 μ H, por la cual como máximo circularan 2A, se ha escogido una bobina capaz de soportar 4,3A de forma continua. Y para la bobina de 820 μ H, por la cual en el peor caso circulará una corriente de 3A, se ha optado por un inductor capaz de soportar 4,5A de corriente continua.

Para la elección de los condensadores, simplemente se tuvo en cuenta que fueran valores normalizados y capaces de soportar los niveles de tensión a los que iban a trabajar. Se consideró la opción de usar varios condensadores de menor capacidad conectados en paralelo, para que en el caso que aparecieran picos de tensión, pudieran ser absorbidos con mayor facilidad.

4.2.1.2. *Selección del transistor*

Para la selección del transistor, se tuvo en cuenta que fuera de canal n, que la corriente máxima soportada por el mismo fuera cercana al doble de la corriente máxima que debe pasar en las peores condiciones, que su velocidad de conmutación fuera lo suficientemente veloz como para minimizar las pérdidas por conmutación y que se ofreciera en encapsulado TO-220, ya que permiten una mejor disipación de calor, además de permitir, en caso necesario, el acople de un disipador.

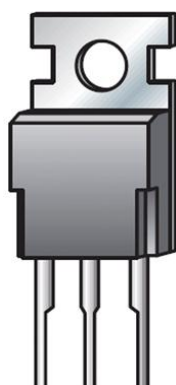


Figura 4.1.- Encapsulado tipo TO-220.

Se optó por el MOSFET de canal N IRF510. Que según especificaciones de su hoja de datos es capaz de soportar corrientes de 5,6A y conmutar a frecuencias de MHz.

Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$I_D \approx 5.6A, R_{GS} = 24\Omega, V_{DD} = 50V, R_L = 9\Omega,$ $V_{DD} = 50V, V_{GS} = 10V$ MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature	-	8	12	ns
Rise Time	t_r		-	25	63	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	15	7	ns
Fall Time	t_f		-	12	59	ns

Figura 4.2.- Imagen extraída de la hoja de datos del fabricante, que muestra los tiempos de conmutación (para unas condiciones concretas) del IRF510.

4.2.1.3. Cálculo del disipador

Para hacer el cálculo del disipador de calor necesario para el girador BIF se procede a definir la ley de Ohm para un circuito de flujo de calor de la siguiente manera:

$$T_j - T_a = P \cdot R_{th_t} \quad (86)$$

Donde:

T_j : Temperatura máxima de la unión del elemento semiconductor.

T_a : Temperatura ambiente.

P : Potencia consumida por el componente.

R_{th_t} : Resistencia térmica total entre la unión y el aire ambiente.

Una vez vista la expresión a utilizar, el siguiente paso es calcular la potencia que consumirá el componente, el transistor MOSFET anterior.

En el interruptor MOSFET se pueden encontrar dos tipos de pérdidas: pérdidas por conmutación y pérdidas por conducción. Puesto que la capacidad de puerta del MOSFET utilizado y los tiempos de transición entre estados son pequeños, se pueden obviar las pérdidas de conmutación en frente de las pérdidas por conducción que serán las mayoritarias. Por lo tanto, la potencia que consume el MOSFET debido a las pérdidas por conducción se expresa de la siguiente manera:

$$P = R \cdot I^2 \cdot D \quad (87)$$

Donde:

R es la resistencia drenador surtidor del MOSFET.

I es la intensidad que circula a través del drenador surtidor.

D es el ciclo de trabajo.

La resistencia que tendrá el dispositivo es de $0,54 \Omega$ en el peor de los casos y la intensidad máxima que circulará será de 3 A.

Por lo tanto la potencia consumida por el MOSFET es de:

$$P_{COND} = 0,54 \cdot 3^2 \cdot 0,66 = 3,24 \text{ W} \quad (88)$$

Volviendo a la ecuación planteada inicialmente:

$$T_j - T_a = P \cdot R_{th_t} \quad (89)$$

$$R_{th_{d-amb}} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th_{j-c}} + R_{th_{c-d}})$$

Despejando la resistencia térmica, sustituyendo los valores conocidos y eligiendo una $R_{th_{c-d}} = 1^\circ C/W$ en el peor de los casos para el MOSFET y una $R_{th_{j-c}} = 3,5^\circ C/W$, la resistencia térmica que deberá tener el disipador es de:

$$R_{th_{c-amb}} = \frac{150 - 25}{3,24} - (3,5 + 1) = 34,08^\circ C/W \quad (90)$$

Por lo tanto y sabiendo que típicamente un encapsulado del tipo TO-220 presenta una resistencia térmica de unos $60^\circ C/W$, será necesario el empleo de un disipador. El disipador elegido es el modelo ML97/1.5P que posee una resistencia térmica de $5^\circ C/W$, muy inferior al mínimo necesario establecido en la ecuación x, pero que permite obviar el empleo de pasta en la unión transistor disipador.

4.2.1.4. Selección del diodo

Para la selección del diodo, se tuvo en cuenta que fuese un diodo *Schottky* (que básicamente, permiten conmutaciones muy rápidas entre sus dos estados de conducción en directa y en inversa). Y con el fin de evitar que pueda calentarse, se decidió sobredimensionar en mucho el componente, ya que se pretende evitar el uso de disipador.

Se escogió un MBR20100, que es capaz de variar 10000V por cada microsegundo. Además de que al tratarse de un diodo en encapsulado TO-220, con dos diodos internos, siendo su plancha de disipación uno de los terminales, se optó por la posibilidad de doblarlo sobre sí mismo para soldar su plancha a la placa de circuito impreso, permitiendo que esta actúe como disipador.

Además y en el caso improbable de que se calentase, seguiría trabajando con corrección hasta una temperatura superior a 130 °C (figura 4.3).

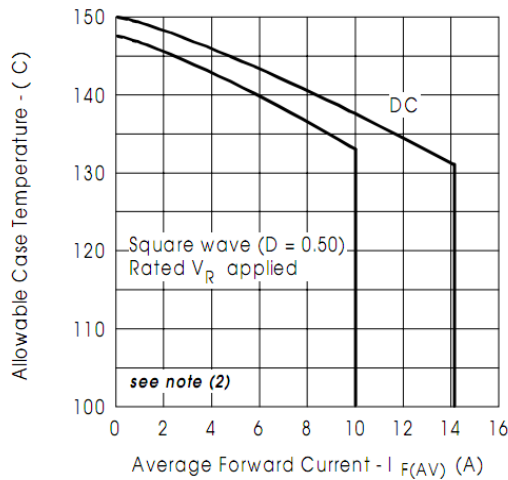


Figura 4.3.- Grafica extraída de la hoja de datos del fabricante.

La figura 4.3, muestra como se reduce el valor de corriente que es capaz de soportar el diodo a medida que aumenta la temperatura.

4.2.1.5. Elección del multiplicador

La elección del multiplicador fue sencilla, ya que se optó por el modelo AD633 (frente a otros como el AD835) por una cuestión de coste. Esta decisión implicó un par de cuestiones relacionadas con el diseño de la PCB final, que deben ser comentadas.

Primero, para el correcto funcionamiento del multiplicador AD633 es necesario alimentarlo de forma simétrica con una tensión de ±15V. Este hecho obliga a tener que instalar una bomba de carga (expuesta más adelante) para poder generar la tensión negativa.

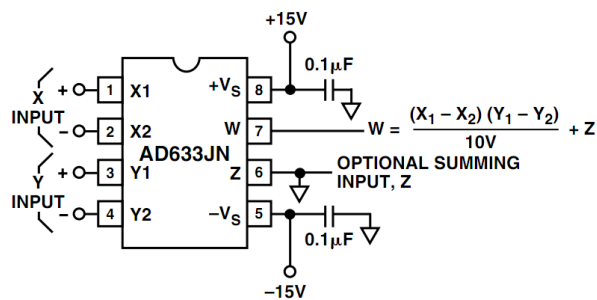


Figura 4.4.- Imagen de conexionado típico de un multiplicador AD633, extraída de la hoja de datos del fabricante.

Y segundo, la forma de realizar el producto del multiplicador es siguiendo la fórmula que aparece en la figura anterior. Esto implica diversas consecuencias; que los pines 2 y 4 deben ser conectados a masa para que

sean 0 en la ecuación, y que haya que introducir una modificación para salvar el factor divisor entre 10 del multiplicador. Para solventarlo, se podría haber optado por diversas soluciones (como añadir una tensión Z que compensara este divisor), pero se decidió que la variable g de entrada al multiplicador fuese en origen 10 veces mayor y que por lo tanto en el prototipo final implementado, la g en lugar de ser un valor de 0,166V pase a ser un valor de 1,66V.

Esta opción solventó dos problemas de una tacada, ya que generar tensiones de mV lo suficientemente precisas y constantes podría haber comportado alguna dificultad, sin embargo tensiones alrededor de un voltio no son ningún problema, como se verá en el siguiente apartado.

4.2.1.6. Referencia de tensión

Como se ha comentado anteriormente, la referencia de tensión tiene el objetivo de generar la tensión de la variable g que gobierna la corriente de salida del convertidor BIF.

Para la referencia de tensión se optó por el modelo TL431 con un encapsulado TO-92, conectado tal y como muestra la hoja de datos del componente (figura siguiente).

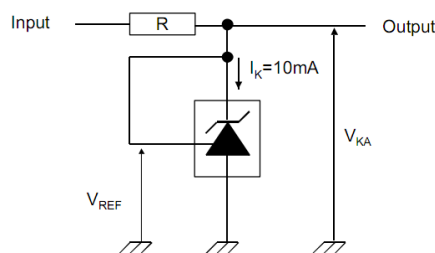


Figura 4.5.- Imagen de conexionado típico de una referencia de tensión TL431, extraída del datasheet del fabricante.

Este componente es una referencia muy extendida, debido principalmente a su bajo coste y a una estabilidad lo suficientemente buena para muchas aplicaciones.

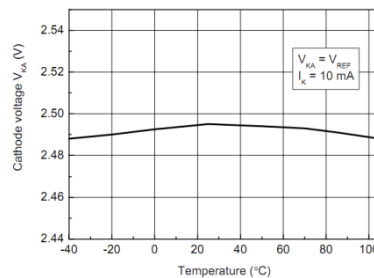


Figura 4.6.- Grafico de variación de la tensión de salida en función de la temperatura, extraída del datasheet del fabricante.

Como puede observarse en la figura anterior, la tensión fijada por esta referencia es de 2,5V, y para realizar la función de V_g en el convertidor BIF se empleará un potenciómetro multivuelta de 100k Ω , que permite el ajuste fino de la variable g , a la vez que permite modificar la corriente de salida para observar el correcto comportamiento del convertidor BIF.

4.2.1.7. Elección del comparador

Para la elección del comparador se optó entre los integrados LM311 y LM339. Las diferencias entre ellos no son especialmente relevantes para esta aplicación, ya que ambos pueden conmutar a centenares de kHz y por lo tanto ambos cumplían en este aspecto. Sin embargo el LM311 tiene un precio algo menor y es más rápido en su conmutación, a cambio el LM339 ofrece cuatro comparadores en un integrado DIP de 14 pines por un solo comparador en un DIP de 8 pines el LM311; a más a más, el LM339 ofrece un montaje algo más sencillo e intuitivo; así que para este prototipo se optó finalmente por emplear el LM339 (aunque como ya se ha comentado, emplear uno u otro no aporta diferencias significativas).

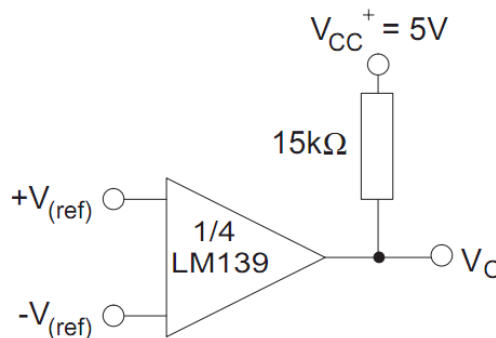


Figura 4.7.- Imagen del comparador LM339 extraída del datasheet del fabricante.

La figura anterior, muestra la necesidad de emplear una resistencia de *pull up*, para poder ofrecer el estado alto por parte del comparador. Además, hay que tener en cuenta que debido a la elección del driver (punto siguiente), la tensión de V_{cc} presente en el prototipo es de 15V.

4.2.1.8. Elección del driver de disparo

Para el driver de disparo del transistor MOSFET de canal N IRF510, se decide emplear el modelo IR2110. Este driver, ofrecido en un encapsulado DIP de catorce pines, es capaz de ofrecer corrientes de 2A en sus salidas (de sobras para activar el MOSFET) y de conmutar a frecuencias de megahercios. Pero su mayor virtud, es la de ofrecer una fuente flotante mediante un *Bootstrap*, esta particularidad, permite disparar transistores no referenciados a masa, como por ejemplo en el caso del BIF.

El montaje típico del driver para disparar al transistor es el de la figura siguiente:

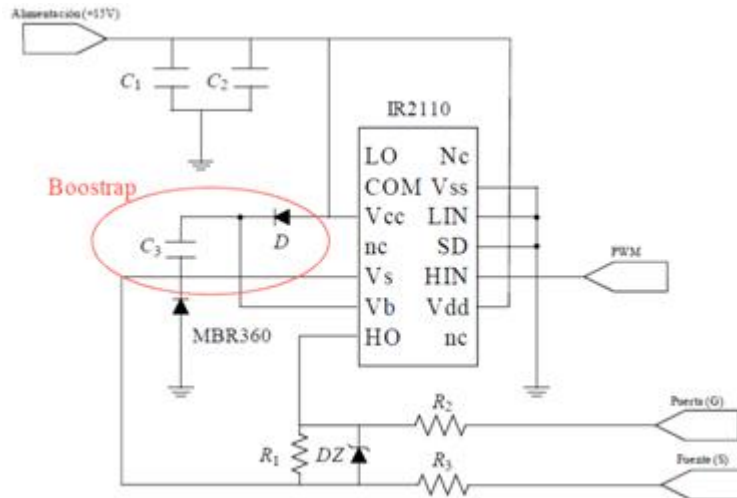


Figura 4.8.- Conexión del driver IR2110.

Para el cálculo del condensador de *Bootstrap* a utilizar es necesario emplear la siguiente fórmula:

$$C_{BS} = \frac{Q_G}{V_{BS2} - V_{BS1}} \quad (91)$$

Donde Q_G es la carga transferida a la puerta del transistor durante el periodo de activación, y V_{BS2} es la tensión del condensador de *Bootstrap* justo después del refresco (12V) y V_{BS1} es la tensión de activación inmediatamente después de la inicialización (11V).

Por lo tanto, sustituyendo:

$$C_{BS} = 8,3 \text{ nF} \quad (92)$$

Que normalizado a la serie E-12, se tratará de un condensador de 10nF.

4.2.1.9. Censado de corriente

Para realizar el censado de corriente se emplea un amplificador operacional en configuración de restador inversor (figura 3.1 y ecuaciones 58 y 59). Se planteó la posibilidad de emplear un amplificador de instrumentación, pero tiene un coste muy superior al sistema escogido.

Para esta aplicación se emplean dos resistencias bobinadas de 100 mΩ cada una conectadas en paralelo, para conseguir una resistencia *shunt* de 50 mΩ y a continuación se conecta un TL082 en configuración de restador inversor, que es un integrado DIP de ocho pines que ofrece en su interior dos amplificadores operacionales con un elevado *slew rate* (típicamente 16V por cada microsegundo) y muy bajo coste. El único problema es que necesita

alimentación simétrica para funcionar correctamente, al igual que el multiplicador AD633. Pero este hecho no es un problema si se usa una bomba de carga.

4.2.1.10. Bomba de carga

Para poder completar el circuito y hacer funcionar el prototipo, es necesario el uso de una bomba de carga. Un chip capaz de ofrecer en su salida la tensión de entrada cambiada de signo.

Para esta aplicación se ha optado por un ICL7662, se trata de un integrado en formato DIP de ocho patas, un poco caro; pero realmente las opciones en este caso eran escasas, ya que chips de su misma familia como el ICL7660 (con un precio cuatro veces inferior al ICL7662) no disponen del enorme rango de tensión del ICL7662 (± 15 V, es decir un rango de 30 V), y aunque pueden conectarse en cascada, no resultan circuitos tan sencillos e intuitivos como el ICL7662.

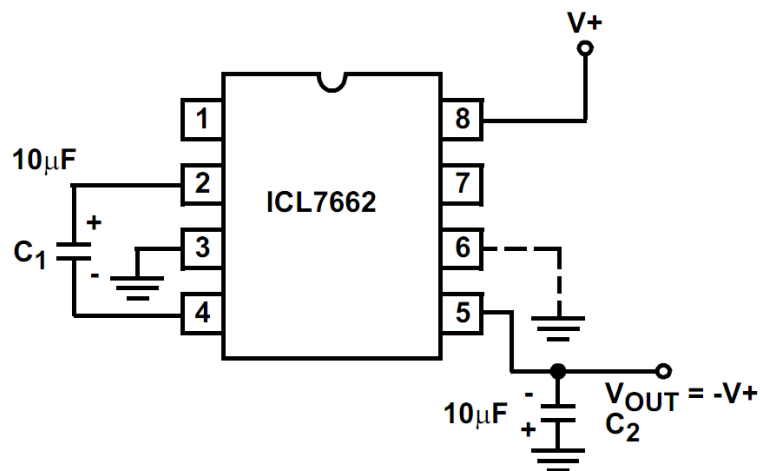


Figura 4.9.- Imagen extraída del datasheet del fabricante con el conexionado típico para el ICL7662.

La figura anterior, muestra el conexionado típico para hacer funcionar el integrado. En ella (la figura) puede verse la extremada sencillez del circuito.

4.2.1.11. Regulador de tensión

Finalmente, el último componente a comentar, es el regulador 7815. Este componente permite alimentar a todos los integrados que forman el lazo de control del circuito, y es capaz de ofrecer una tensión de salida de unos 15V (14,4V ~15,6V) a partir de una entrada mínima de 17,5V.

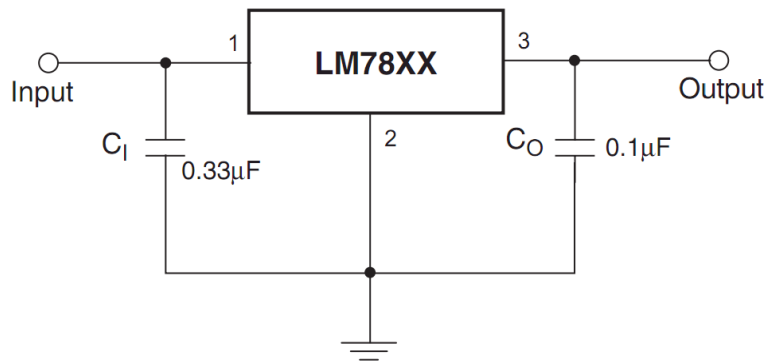


Figura 4.10.- Imagen extraída del datasheet del fabricante con el conexionado típico para cualquier regulador de la familia 78.

Su esquema de conexión es extremadamente simple, y solo requiere de dos condensadores de 330nF y 100nF y una tensión de entrada entre 17,5V y 30V.

Para esta aplicación se ha empleado un regulador 7815 en encapsulado TO-220, ya que permite al integrado ofrecer una corriente de salida de hasta un amperio. Y teniendo en cuenta que el consumo de todo el lazo de control es de algunas decenas de miliamperios, no se compromete en ningún momento el funcionamiento del chip.

4.2.2. BIF para adquisición de energía de un panel fotovoltaico

Para esta segunda aplicación, la mayoría de componentes explicados anteriormente, como son el transistor, el diodo, el multiplicador, el driver, etc, son utilizados también aquí. Así que, tan solo se comentarán los elementos que sean distintos o propios de este montaje.

4.2.2.1. Selección de inductancias y capacitancias

Para la bobina del filtro del convertidor Buck se optó por emplear dos bobinas de 820uH cada una conectadas en serie (para hacer 1,64mH) y capaces de soportar una corriente de 1,8A. Sin embargo para la bobina del filtro de entrada se emplea exactamente la misma que para el BIF anterior. Debido a que el filtro de entrada es idéntico (en valores) en ambos BIF y a que la venta de estas bobinas se hace en bolsitas de dos en dos y por lo tanto se utiliza para este segundo girador.

Para los condensadores simplemente se escogieron para que pudieran soportar los niveles de tensión en los que trabajarían.

4.2.2.2. Cálculo del disipador

Empleando la ecuación 87 para este caso, se puede determinar que:

$$P_{COND} = 0,54 \cdot 1^2 \cdot 0,66 = 0,36 \text{ W} \quad (93)$$

Y mediante 89 se puede determinar lo siguiente:

$$R_{th_{c-amb}} = \frac{150 - 25}{0,36} - (3,5 + 1) = 342,72^\circ C/W \quad (94)$$

Por lo tanto para esta aplicación y debido al sobredimensionado de los componentes, no será necesario el empleo de ningún tipo de disipador.

4.2.2.3. Elección del PIC

Para la elección del PIC hay que tener en cuenta diversas cuestiones.

Primero de todo y como ya se ha comentado con anterioridad, uno de los objetivos de este proyecto es demostrar que es posible diseñar e implementar estructuras giradoras para aplicaciones propias. Y que para tal fin se decide ofrecer el diseño en PCB de dos aplicaciones, siendo la segunda un sistema de adquisición de energía de un panel fotovoltaico.

El uso de un panel solar, implica tener que emplear sistemas MPPT para conseguir mejorar la eficiencia de los mismos. Pero como el fin de este proyecto no es, en ningún caso, el desarrollo de sistemas de seguimiento del máximo punto de potencia, se decide adaptar, modificando el programa, el sistema desarrollado en el documento [8]. Por lo tanto la elección del PIC viene condicionada por este hecho. El PIC en cuestión es un PIC18F1220.

El empleo de un PIC, implica tener que añadir al circuito a implementar, un censado de corriente y tensión de más, ya que el PIC debe censar la corriente y tensión de salida del panel fotovoltaico (entradas del girador). Estas señales además deberán ser adaptadas al PIC, por lo tanto el divisor de tensión estará forzado para que cuando haya una tensión de entrada de 20V el PIC lea un máximo de 5V y lo mismo para el censado de corriente cuando haya la máxima corriente posible ofrecida por el panel, el PIC debe recibir 5V.

La salida del PIC encargada de ofrecer el valor de tensión g, debe ser un valor analógico y sin embargo el PIC solo puede ofrecer en su salida un estado alto 5V o bajo 0V.

Para superar este inconveniente, se añade un filtro RC ajustable mediante un potenciómetro. Que se encargará de filtrar la frecuencia de conmutación de la tensión de salida y ofrecer una tensión g que controle al girador.

4.2.2.4. Elección del comparador

Para esta aplicación, se decide emplear el comparador LM311, ya que como se ha comentado en el apartado anterior, no hay una ventaja clara en utilizar un comparador LM339 frente a un comparador LM311.

4.2.2.5. Regulador de tensión

En este montaje, se emplea un regulador de tensión de 15V, al igual que para el girador anterior, sin embargo en este caso se añade también un regulador 7805 para ofrecer los 5V de alimentación necesarios para el PIC.

4.3. Diseño de las PCB

El diseño de las placas de circuito impreso ha sido realizado mediante el programa ISIS – ARES. Ya que permite un diseño fácil y cómodo de las PCB a partir de una extensa librería, además de permitir si fuera necesario el diseño de componentes propios.

El modus operandi, ha consistido en diseñar primero el circuito final con ISIS para después pasar el fichero a ARES y hacer el diseño final de la PCB.

Teniendo en cuenta la intención de este proyecto de desarrollar aplicaciones muy didácticas y que permitan aprender y profundizar en el comportamiento de los giradores, se han colocado por diversos puntos del circuito unos componentes de nombre pin, que no son otra cosa que espadines que permitan una fácil visualización o medición (mediante cocodrilos) de lo que está ocurriendo en esos puntos.

Finalmente comentar, que la entrada y salida de los giradores, ha sido habilitada con dos tipos de conexión, unas borneras para conexión del tipo banana y una regleta para conectar cable directamente.

4.3.1. BIF como fuente regulada

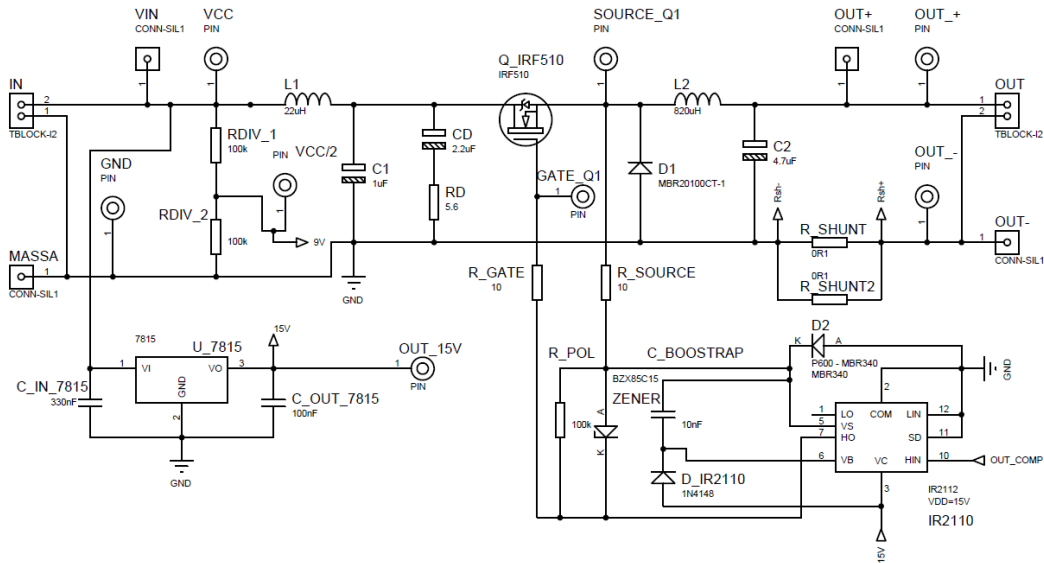


Figura 4.11.- Esquema del BIF con el driver y el regulador.

La figura 4.11, muestra la parte del convertidor BIF junto con el regulador y el driver diseñado en ISIS.

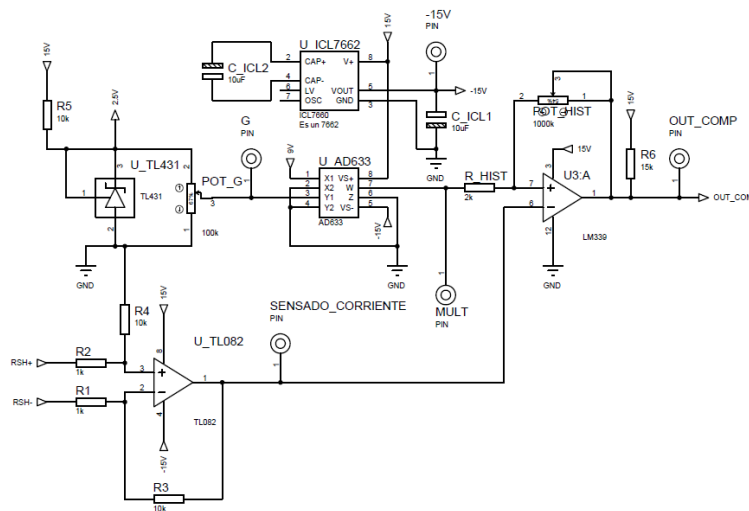


Figura 4.12.- Esquema del lazo de control.

La figura anterior, muestra el lazo de control del primer girador g implementado, también mediante el programa ISIS.

A continuación se muestran las imágenes obtenidas mediante el programa ARES, en el cual se diseñó la placa de circuito impreso definitiva. Es necesario comentar que al no encontrarse en la librería del programa los modelos exactos de bobinas, se empleó uno con la misma distancia entre pines pero de montaje superficial (SMD).

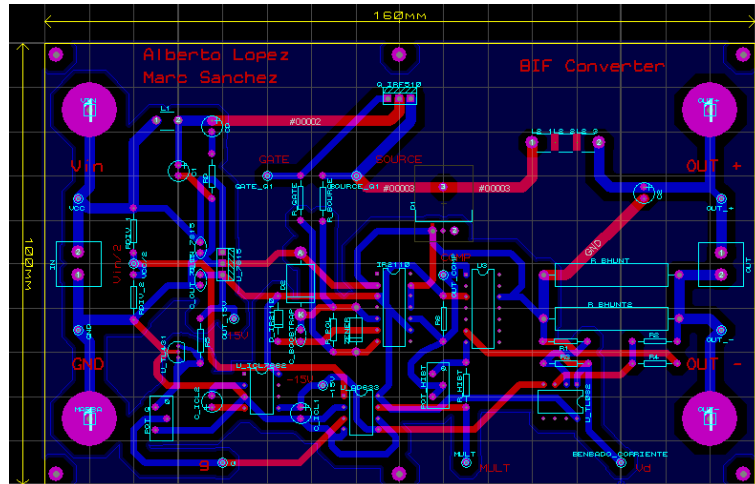


Figura 4.13.- PCB final en ARES.

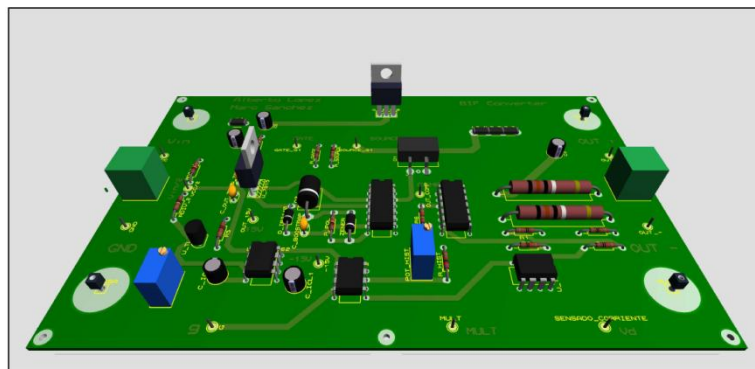


Figura 4.14.- Modelo en 3D de la PCB final.

Finalmente se añaden los fotolitos empleados (que no están a escala real) para la creación de la placa del prototipo definitivo. Y una fotografía del resultado final.

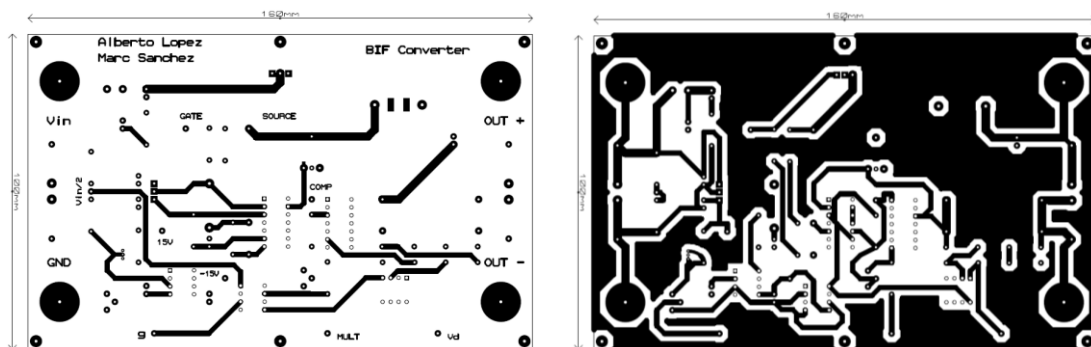


Figura 4.15.- Cara superior e inferior del fotolito.

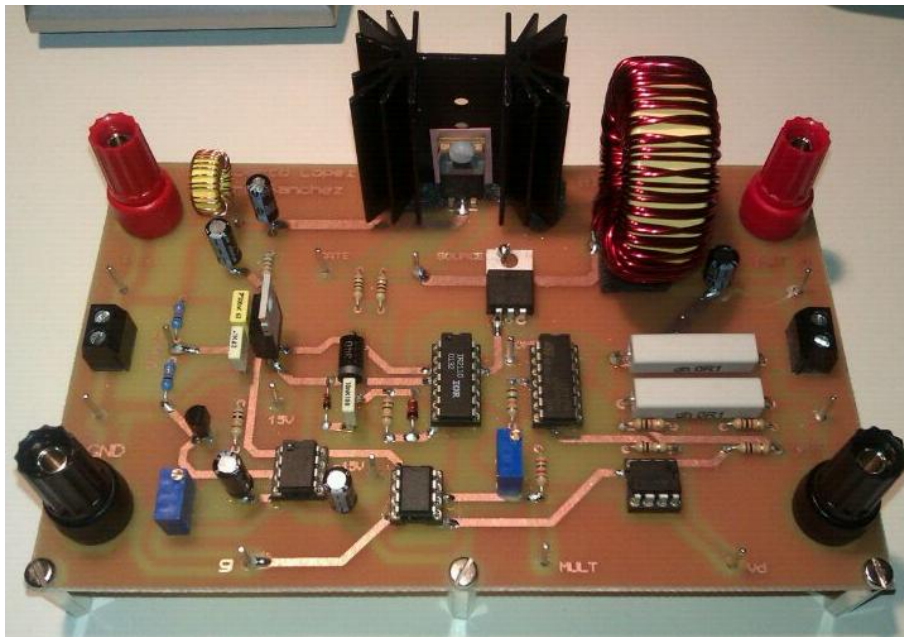


Figura 4.16.- Fotografía del prototipo final.

4.3.2. BIF para adquisición de energía de un panel fotovoltaico

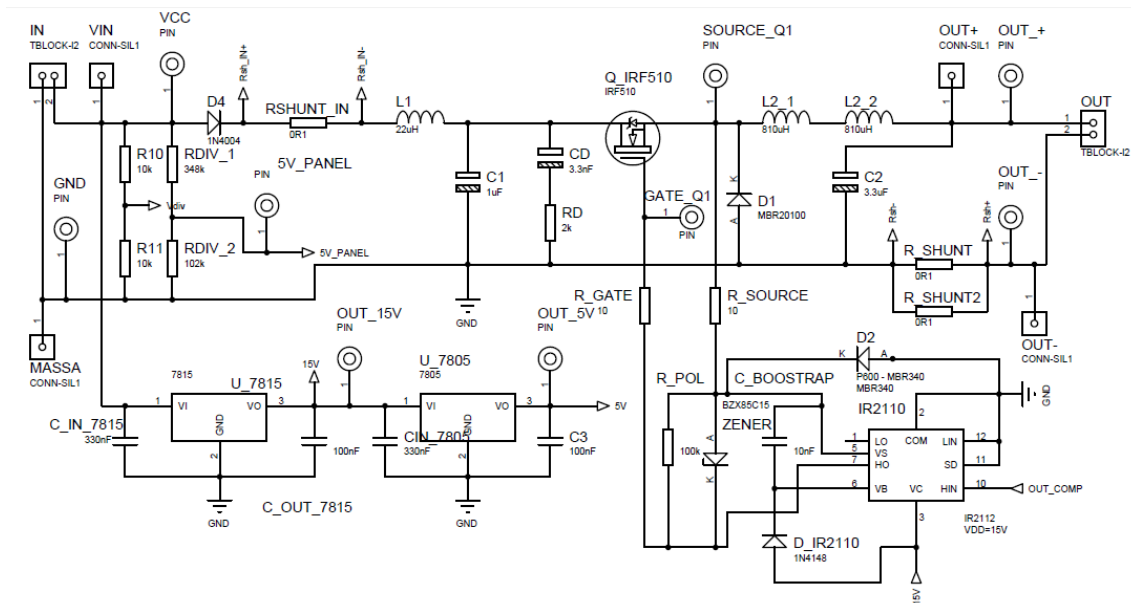


Figura 4.17.- Esquema del BIF, el driver y los reguladores.

La figura 4.17, muestra el convertidor BIF con los reguladores 7805 y 7815 junto con el driver de disparo del transistor.

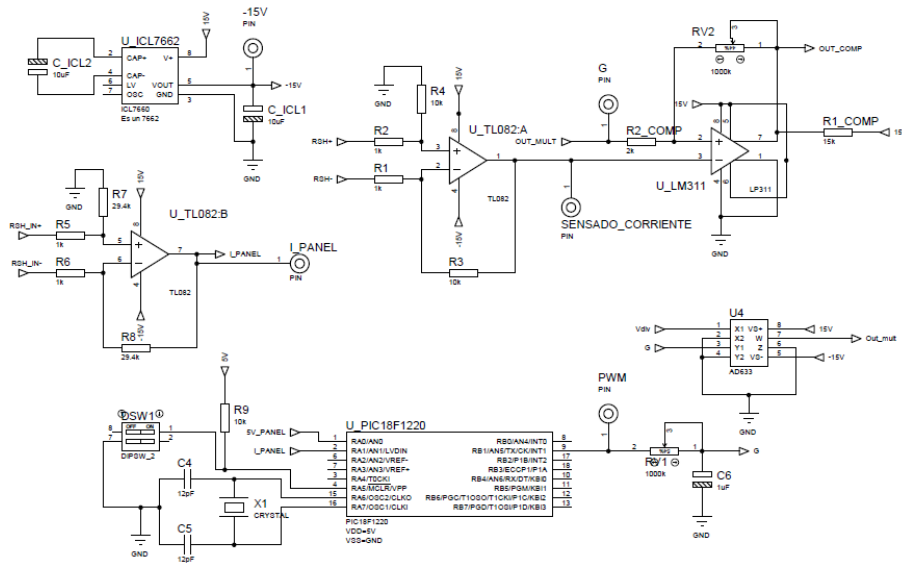


Figura 4.18.- Esquema del lazo de control con PIC.

En la figura anterior, se observa el lazo de control del girador g implementado, con el sistema de adquisición de tensión y corriente para el PIC y con el filtro de pasa bajas a la salida del mismo.

A continuación se muestran las imágenes obtenidas mediante el programa ARES, en el cual se diseño la placa de circuito impreso definitiva. Es necesario comentar que al igual que en el caso anterior, al no encontrarse en la librería del programa los modelos exactos de bobinas, se empleo uno con la misma distancia entre pines pero de montaje superficial (SMD).

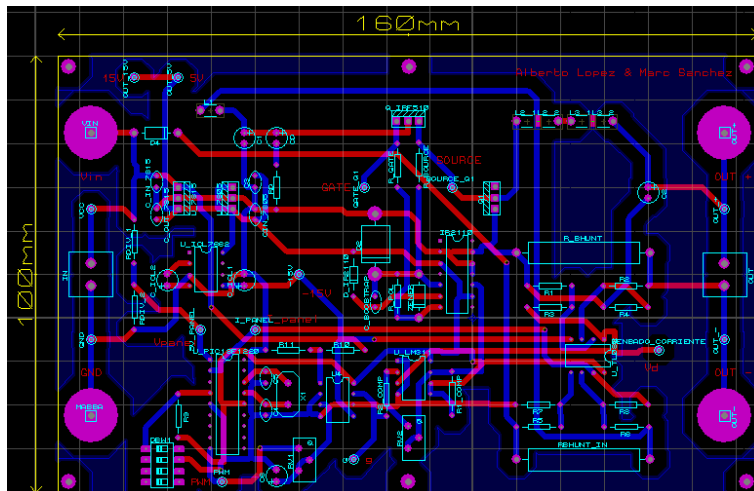


Figura 4.19.- PCB final en ARES.

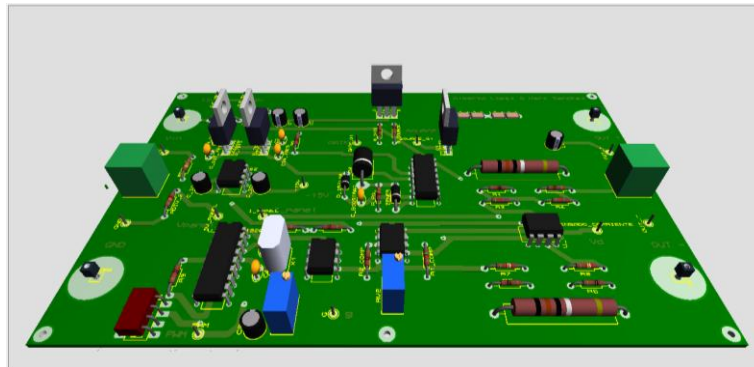


Figura 4.20.- Modelo en 3D de la PCB final.

Se añaden también los fotolitos empleados (que no están a escala real) para la creación de la placa del prototipo definitivo. Y una fotografía del resultado final.

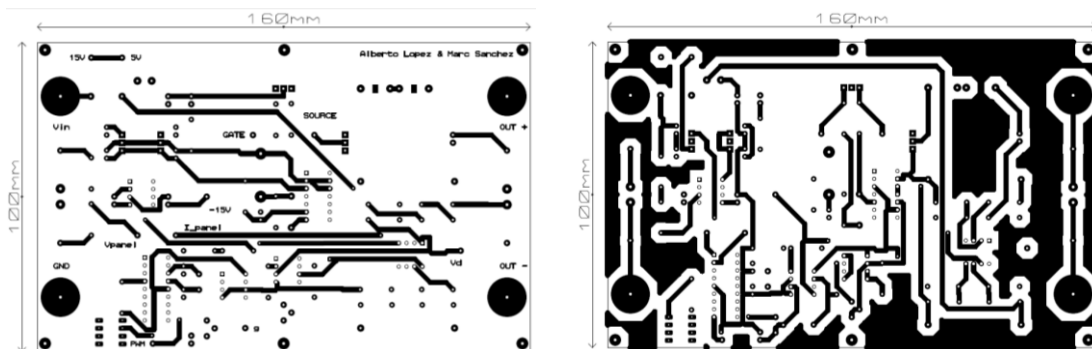


Figura 4.21.- Cara superior e inferior del fotolito.

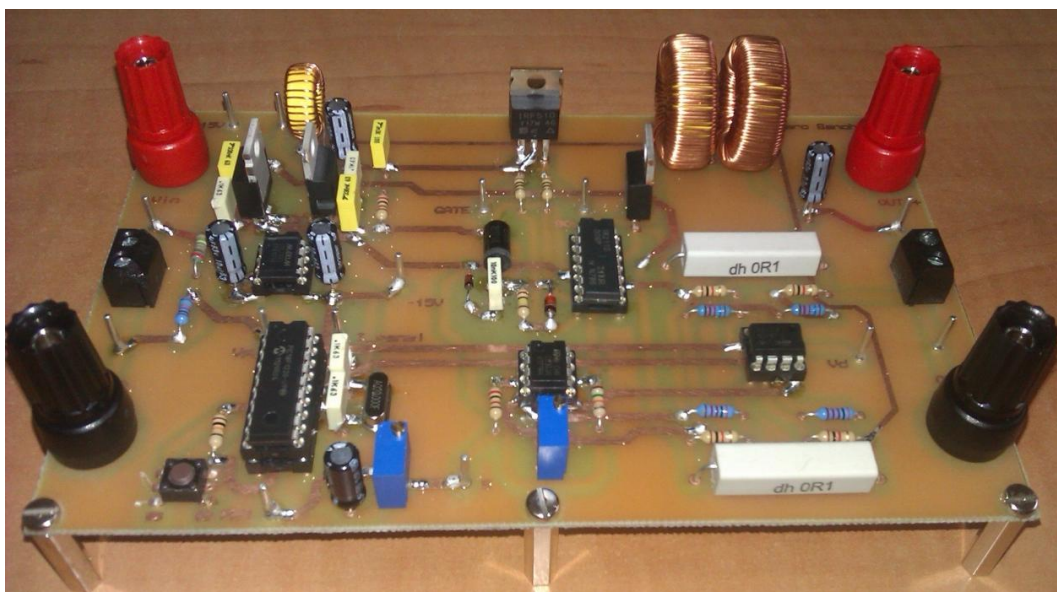


Figura 4.22.- Fotografía del prototipo final.

Por último se ha querido añadir una imagen de las cuatro placas empleadas para este proyecto (figura 4.23). Siendo las dos de la izquierda las dos primeras que se diseñaron y sirvieron de banco de pruebas, no solo en el diseño de estructuras giradoras de tipo g, sino también en el proceso de aprendizaje en la creación de placas de circuito impreso.

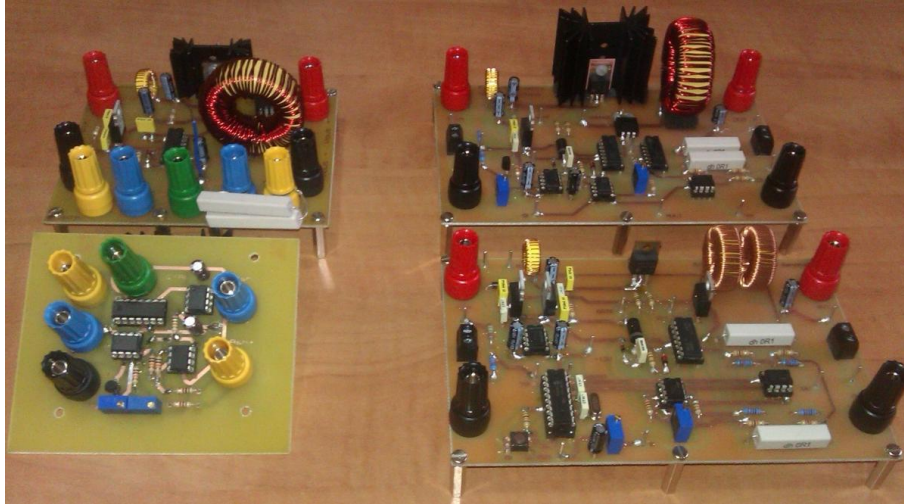


Figura 4.23.- Fotografía de las cuatro PCB utilizadas.

4.4. Pruebas sobre los prototipos finales

Para poder tomar mediciones se realizó un montaje mediante una fuente de alimentación que ofrece información constante sobre su tensión y corriente de salida y dos polímetros digitales que permitían medir la tensión y corriente en la salida. Además hay que añadir la toma de imágenes en laboratorio, mediante un osciloscopio, de diversos puntos (espaldines) de los giradores.

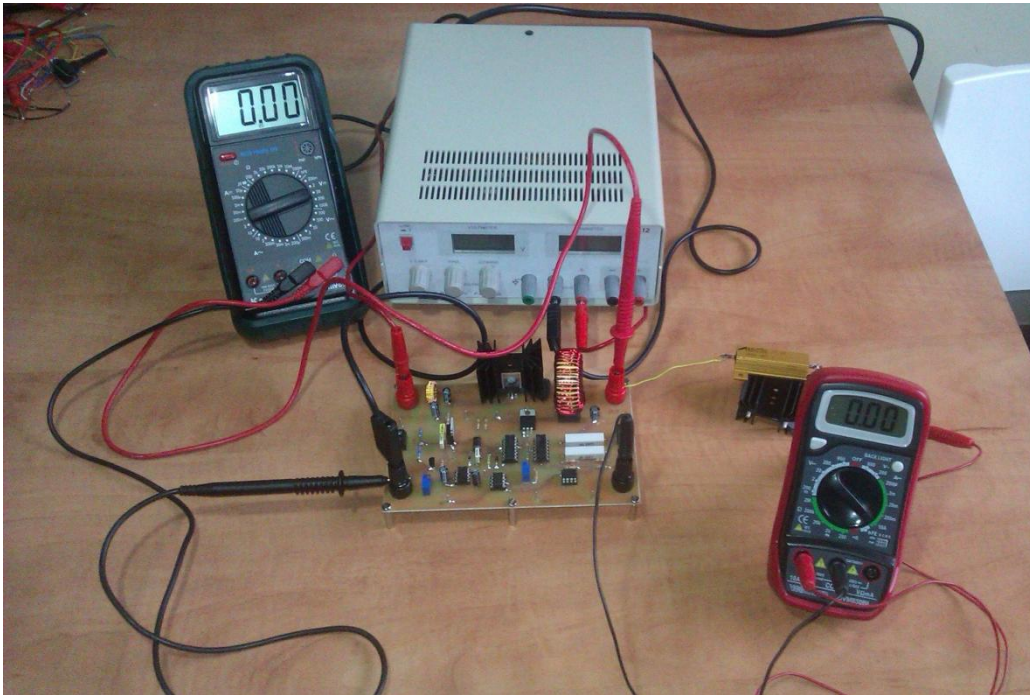


Figura 4.24.- Imagen que muestra la toma de mediciones.

En el caso del girador para adquisición de energía de un panel fotovoltaico, se recrearon diferentes condiciones de iluminación para el panel solar, mediante el empleo de distintos puntos de luz.

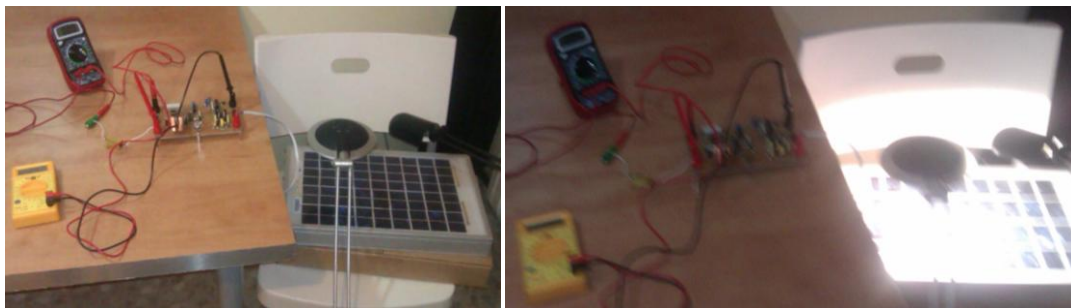


Figura 4.25.- Imagen que muestra la variación de las condiciones lumínicas para el panel fotovoltaico.

Lamentablemente, al cierre de esta memoria, el BIF para adquisición de energía de un panel fotovoltaico, no funciona con corrección. Debido a que el mecanismo de MPPT adaptado para la aplicación no funciona correctamente. Ya que hay que dejar claro que el BIF funciona correctamente como girador G si se le introduce una tensión de V_g de forma externa.

Por lo tanto las pruebas finales sobre los prototipos se realizarán únicamente sobre el primer girador diseñado.

4.4.1. Toma de valores y verificación del comportamiento

Inicialmente y para verificar el comportamiento del girador, se realizan diversas pruebas de modificación del valor de tensión g y de la tensión de alimentación.

Una vez verificado su comportamiento como girador se procede a realizar un análisis de rendimiento para distintos valores de corriente de entrada (ajustando el valor g), siendo la carga siempre igual a $4,7\Omega$.

Tabla 4.- Análisis del rendimiento del girador.

Vin (V)	Iin (A)	Vout (V)	Iout (A)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Rendimiento (%)
18,00	0,40	5,03	1,03	7,20	5,18	71,96
18,00	0,50	5,70	1,17	9,00	6,67	74,10
18,00	0,60	6,33	1,30	10,80	8,23	76,19
18,00	0,70	6,92	1,42	12,60	9,83	77,99
18,00	0,80	7,44	1,52	14,40	11,31	78,53
18,00	0,90	7,97	1,63	16,20	12,99	80,19
18,00	1,00	8,43	1,72	18,00	14,50	80,55
18,00	1,10	8,85	1,81	19,80	16,02	80,90
18,00	1,20	9,27	1,89	21,60	17,52	81,11
18,00	1,30	9,67	1,97	23,40	19,05	81,41
18,00	1,40	10,06	2,06	25,20	20,72	82,24
18,00	1,50	10,43	2,13	27,00	22,22	82,28
18,00	1,60	10,82	2,21	28,80	23,91	83,03
18,00	1,70	11,12	2,27	30,60	25,24	82,49
18,00	1,80	11,45	2,34	32,40	26,79	82,69
18,00	1,90	11,78	2,40	34,20	28,27	82,67
18,00	2,00	12,09	2,47	36,00	29,86	82,95

Para facilitar la interpretación y lectura de los datos recogidos en la tabla 4 se dispone de la figura 4.26.

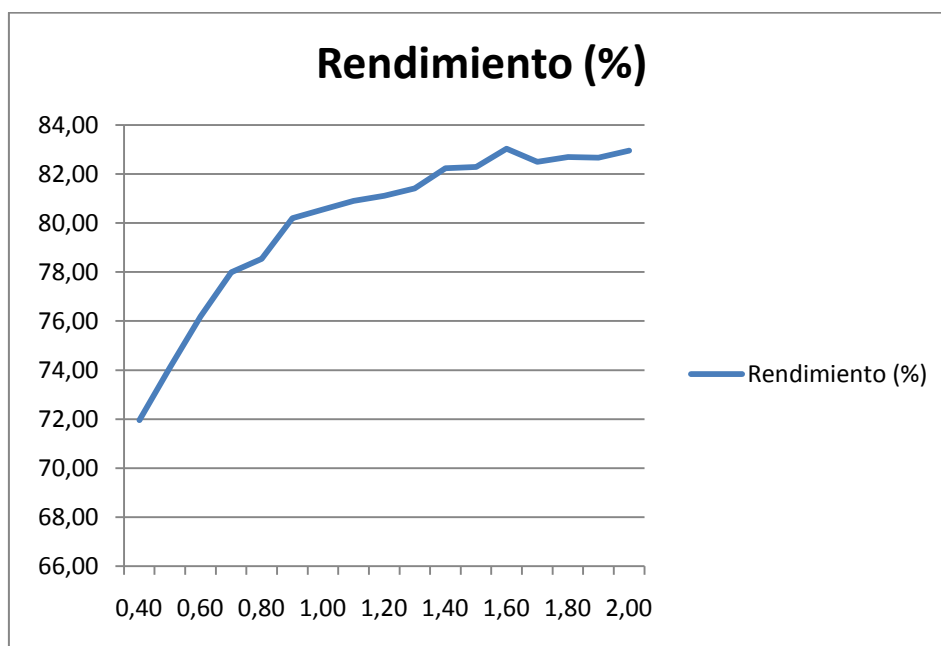


Figura 4.26.- Gráfico de rendimiento para distintos valores de I_{in} .

En este gráfico puede verse como a medida que el girador trabaja más cerca de su punto óptimo ($I_{in} = 2A$), su rendimiento se ve mejorado, de igual modo que pasa con los convertidores de potencia tradicionales.

El rendimiento del girador está condicionado por el valor de la resistencia de carga, ya que para un mismo valor de corriente de salida se pueden tener también diferentes tensiones de salida.

A continuación, para mostrar cómo funciona el control por deslizamiento del girador, se adjunta la figura 4.27.

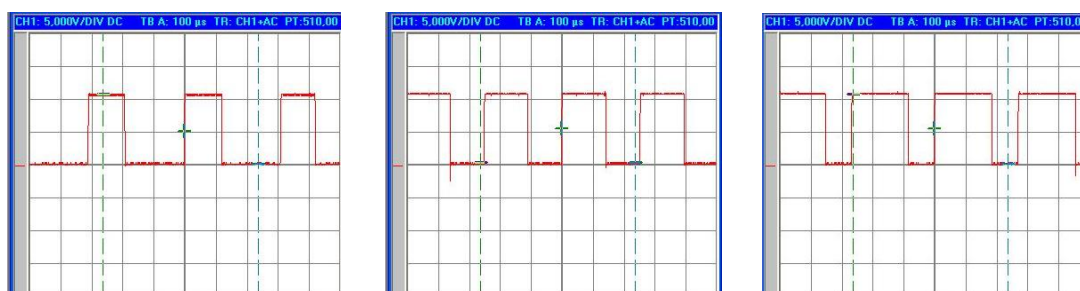


Figura 4.27.- Salida del comparador para un eje de tiempo de $100\mu s$ por división.

En ella pueden verse distintas frecuencias de conmutación para distintas corrientes de entrada, porque esta es una característica del control por deslizamiento, la frecuencia de conmutación no es fija y se modifica en función de las necesidades del sistema.

Las figuras 4.28 y 4.29, muestran el funcionamiento del driver y como es capaz de disparar al transistor.

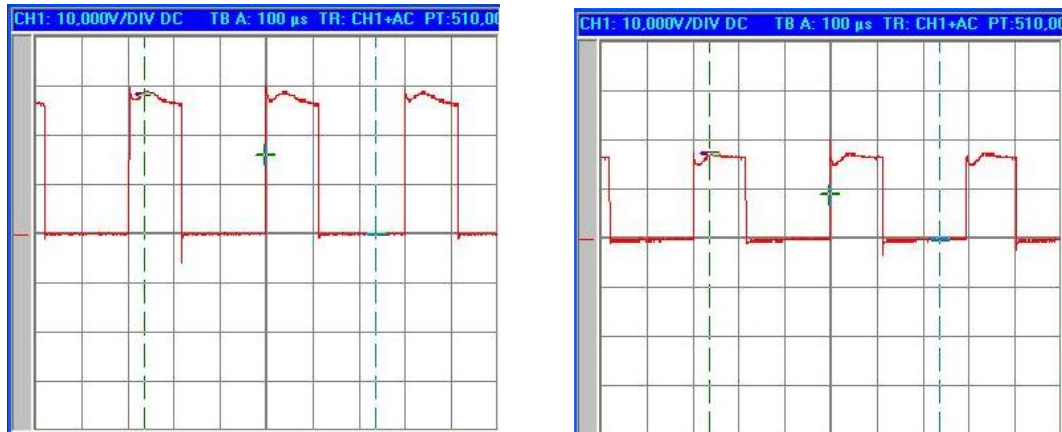


Figura 4.28.- Tensión en puerta (izquierda) y fuente (derecha) en el transistor MOSFET. Para una corriente de entrada de 0,5A.

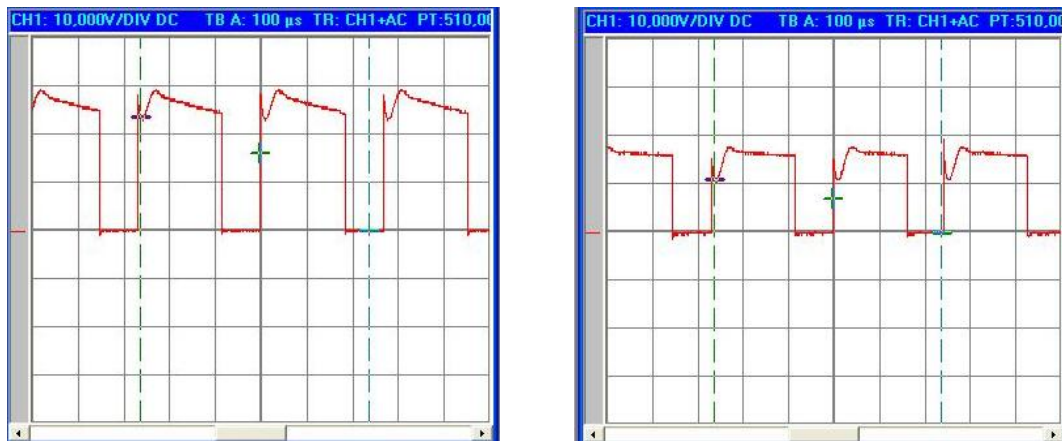


Figura 4.29.- Tensión en puerta (izquierda) y fuente (derecha) en el transistor MOSFET. Para una corriente de entrada de 1,5A.

Para disparar al transistor de canal n, lo que hace es generar una diferencia de tensión entre puerta y fuente de tal modo que el transistor pasa de conducción a saturación.

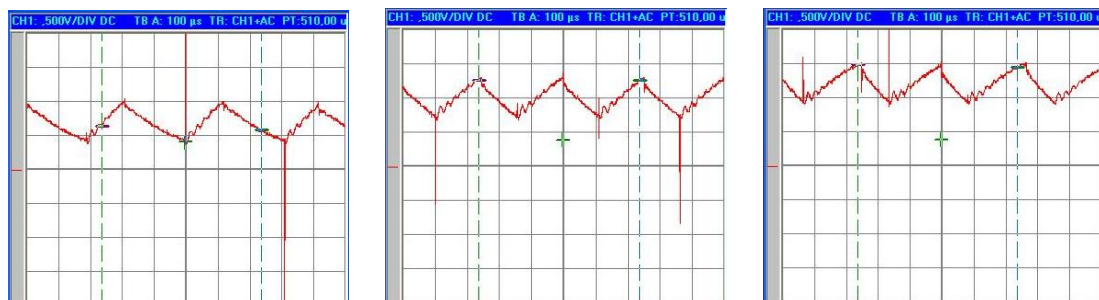


Figura 4.30.- Tensión diferencial a la salida del TL082 para una corriente de entrada de 0,5A, 1A y 1,5A.

Por último puede verse en la figura 4.30, la tensión diferencial presente en la resistencia *shunt*, una vez ha sido amplificada por diez por el amplificador

operacional TL082. A medida que aumenta la corriente de entrada y por ende también la corriente de salida, la tensión diferencial aumenta.

4.5. Especificaciones finales del prototipo

Una vez implementado el convertidor BIF final, se procede a establecer las especificaciones o características del mismo.

- La tensión de entrada debe ser continua y de 18V como mínimo.
- La corriente de salida es ajustable, mediante un potenciómetro, de 1A a 2,5A, independientemente del valor de la carga conectada. Siempre y cuando el producto de la corriente de salida por el de la carga sea inferior a la tensión de entrada.
- La histéresis del comparador es ajustable mediante potenciómetro
- Necesita de un impulso de arrancada externo.
- Para una entrada de 18V de tensión continua, una V_g que fuerce una corriente de entrada de 1,9A, y una carga de $4,7\Omega$, se obtiene en la salida una tensión de 11,8V y una corriente de 2,4A.

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES ALCANZADAS Y SIGUIENTES MEJORAS

En el capítulo 5, se exponen las conclusiones alcanzadas sobre el proyecto realizado y se proponen las siguientes líneas de trabajo para continuar mejorando y avanzando en la información presentada en este documento.

5.1. Conclusiones

Una vez visto todo el desarrollo para diseñar e implementar estructuras giradoras de tipo G, se puede afirmar que es viable la creación de este tipo de estructuras para aplicaciones propias.

Siguiendo con los objetivos, la idea de implementar estructuras giradoras que permitan aprender el funcionamiento de las mismas, ha sido cumplido, sin embargo es de justicia añadir, que no se ha conseguido hacer funcionar el sistema MPPT con un girador G; y por lo tanto no ha podido verse una aplicación sumamente interesante de estos convertidores de potencia.

Durante el desarrollo de este proyecto se ha adquirido una gran cantidad de experiencia en la implementación de convertidores de potencia. Ya que los constantes contratiempos en la implementación del driver y del censado de corriente han permitido mejorar las habilidades en la resolución de problemas.

Finalmente comentar que, a pesar del correcto funcionamiento de las estructuras giradoras de tipo G implementadas, su rendimiento y comportamiento ha sido ligeramente distinto al comportamiento simulado y esperado, por lo tanto este hecho lleva a pensar que para proyectos futuros, sería interesante realizar análisis de los giradores, con modelos más avanzados que los empleados en este proyecto, que incluyan las pérdidas debidas a resistencias y capacitancias parásitas presentes en bobinas, condensadores, transistores, diodos, etc.

5.2. Trabajo futuro

Como es evidente, la primera línea de trabajo a continuar después de cerrar esta memoria, es la de conseguir implementar un sistema MPPT, pero no adaptado, sino un desarrollo propio. Además de desarrollar algún mecanismo para conseguir el autoarranque del convertidor. También puede resultar sumamente interesante implementar estructuras giradoras de tipo R, de forma independiente o junto con un girador de tipo G conectado en cascada.

Otro punto a trabajar de estas estructuras, podría consistir en implementarlas a partir de convertidores de potencia síncronos, con dos transistores en lugar del conjunto transistor diodo. Ya que desaparecerían gran parte de las pérdidas en el diodo y por ende mejoraría el rendimiento.

En el futuro se desearía también poder monitorizar las variables más importantes de los giradores, de tal modo que no se necesite del empleo de polímetros para corroborar su correcto funcionamiento.

Por último comentar que otro posible proyecto futuro sería el de realizar estructuras giradoras de potencia mucho más profesionales que estas, con el objetivo de que sean *plug and play* y que incorporen sistemas de aislamiento y protección adecuados.

CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA

6.1. Referencias bibliográficas

- B. D. H. Tellegen. 1948. "The Gyrator, a new electric network element". [1]
A. Cid Pastor, et al. 2005. "Synthesis of PWM-Based Power Gytrators". [2]
A. Cid Pastor, et al. 2005. "Analysis and design of power gytrators in sliding-mode operation". [3]
A. Cid Pastor, et al. 2009. "Power Distribution Based on Gytrators". [4]
C. Jaén Fernández. "Introducción al Control en Modo Deslizamiento". [5]
M. I. Arteaga Orozco. 2006. "Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental". [6]
E. Sobrino Duarte. "Sistema de regulación fotovoltaico basado en microcontrolador". [7]
V. García Pérez. 2008. "Seguimiento del punto de máxima potencia de un panel solar para la carga de baterías de sistemas portátiles". [8]

6.2. Bibliografía de consulta

www.ondaradio.com

www.diotronic.com

<http://www.futurlec.com/>

<http://es.rs-online.com/web/>

<http://www.datasheetcatalog.com/>