

SISTEMA DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA PARA ALIMENTACIÓN ELÉCTRICA
DOMÉSTICA EN ZONAS AISLADAS.

ALAIN MICHAEL REYES SOTTER
MANUEL ANDRES TOBON BAYONA

PROYECTO: TRABAJO DE
GRADO No. 1555
INGENIERÍA ELECTRÓNICA

DIRECTORES DEL TRABAJO DE GRADO
ING. RAFAEL FERNANDO DIEZ MEDINA Ph.D
ING CAMILO ALBERTO OTALORA SANCHES M.SC

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
BOGOTÁ D.C.

2016

TABLA DE CONTENIDO

1.	INTRODUCCIÓN	5
2.	MARCO TEÓRICO	6
3.	OBJETIVO DEL PROYECTO	9
4.	DESARROLLO	10
4.1	Diseño	10
4.1.1	Full-Bridge	11
4.1.2	Half-Bridge.....	11
4.1.3	Push-Pull	12
4.2	Simulación.....	12
4.3	Selección de la topología.....	18
5.	PROTOCOLO DE PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	20
5.1	Pruebas en DC a máxima potencia con diferentes voltajes de entrada.	20
5.2	Gráfica de eficiencia contra carga	25
5.3	Funcionamiento con carga conmutada a una frecuencia de 120 Hz.....	25
6.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	28
7.	BIBLOGRAFIA	29
8.	ANEXOS.....	30
8.1	Anexo 1: Funciones de transferencia en estado estable	30
8.1.1	Full-Bridge	30
8.1.2	Half-bridge	34
8.1.3	Push-Pull	37
8.1.4	Análisis.....	39
8.2	Anexo 2: Cálculos de los filtros de entrada y salida.	40
8.2.1	Filtro de entrada	40
8.2.2	Filtro de salida.....	43
8.2.3	Dimensionamiento del alambre.....	45
8.3	Anexo 3: Cálculos del transformador.....	46
8.4	Drivers y amplificador aislado.	49
8.4.1	Driver IR2110	49
8.4.2	Amplificador aislado	51
8.5	Control.....	53
8.5.1	Caracterización de la planta	53
8.5.2	Sintonización del control.....	54
8.5.3	Código del microcontrolador.....	55

8.6	Potencia disipada por los transistores y cálculo del disipador.	59
8.7	Circuitos impresos.....	61

TABLA DE ILUSTRACIONES

Figura 1	Diagrama de un sistema de alimentación aislado unidireccional.	6
Figura 2	Etapas de rectificación.....	10
Figura 3	Esquemático topología Full-Bridge.....	13
Figura 4	Esquemático topología Half-Bridge.....	14
Figura 5	Esquemático topología Push-Pull.....	14
Figura 6	Voltajes Drain-Source en los transistores de las tres topologías.....	15
Figura 7	Corriente Drain-Source en los transistores de las tres topologías.....	15
Figura 8	Corriente RMS Drain-Source en los transistores de las tres topologías.....	16
Figura 9	Corrientes en los primarios de las tres topologías.....	16
Figura 10	Corrientes en los secundarios de las tres topologías.....	17
Figura 11	Voltajes en los primarios de las tres topologías.....	17
Figura 12	Voltajes en los secundarios de las tres topologías.....	18
Figura 13	Voltajes y corrientes de entrada y salida con alimentación de 42 V.....	20
Figura 14	Voltajes y corrientes en el transformador con alimentación de 42 V.....	21
Figura 15	Voltajes y corrientes de entrada y salida con alimentación de 48 V.....	22
Figura 16	Voltajes y corrientes en el transformador con alimentación de 48 V.....	23
Figura 17	Voltajes y corrientes de entrada y salida con alimentación de 53.2 V.....	24
Figura 18	Voltajes y corrientes en el transformador con alimentación de 53.2 V.....	24
Figura 19	Grafica de eficiencia vs carga porcentual.....	25
Figura 20	Voltaje de salida y corriente de entrada con carga conmutada.....	26
Figura 21	Corriente conmutada y corriente de entrada.....	27
Figura 22	Convertidor Full-Bridge en el estado 1.....	31
Figura 23	Convertidor Full-Bridge en el estado 2 y 4.....	32
Figura 24	Convertidor Full-Bridge en el estado 3.....	33
Figura 25	Convertidor Half-Bridge en el estado 1.....	34
Figura 26	Convertidor Half-Bridge en el estado 2 y 4.....	35
Figura 27	Convertidor Half-Bridge en el estado 3.....	36
Figura 28	Convertidor Push-Pull en el estado 1.....	37
Figura 29	Convertidor Push-Pull en el estado 2 y 4.....	38
Figura 30	Convertidor Push-Pull en el estado 3.....	38
Figura 31	Filtro LC.....	40
Figura 32	Metodo de embobinado.....	48
Figura 33	Conexión del driver IR2110.....	49
Figura 34	Esquemático del primario del convertidor Full-Bridge.....	51
Figura 35	Circuito de medición de voltaje de solda.....	52
Figura 36	Representación de la planta.....	53
Figura 37	Respuesta paso de la planta.....	54
Figura 38	Respuesta paso de la planta con control.....	55
Figura 39	Impreso del circuito de potencia.....	61
Figura 40	Impreso del circuito de rectificación.....	62
Figura 41	Impreso del circuito de control.....	63

TABLA DE TABLAS

Tabla 1 Potencia consumida por los transistores.....	18
Tabla 2 Nomenclatura usada en los cálculos de las funciones de transferencia.....	30
Tabla 3 Perdidas en los transistores	60

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad se busca extender el uso de energías alternativas con el fin de reducir la dependencia de la quema de combustibles fósiles y la contaminación que estos generan. Adicionalmente, estas energías pueden ser aprovechadas tanto a gran y mediana escala como a pequeña escala, esto no sólo brinda mayor flexibilidad al sistema de suministro de electricidad sino que, también facilita la generación de energía de manera descentralizada. Al eliminar la dependencia de grandes plantas generadoras de energía se abre la posibilidad a que existan puntos pequeños de generación de energía que pueden satisfacer diversas necesidades. Algunas posibilidades son: reducir la distancia entre la planta generadora de energía y el lugar donde se consume lo que permite disminuir el precio del servicio, en el ámbito doméstico se pueden aprovechar para almacenar energía en bancos de baterías y usarla posteriormente o para uso conforme se genera, pueden ser usados para alimentar equipos aislados que no cuenten con conexión a la red de distribución, entre otras aplicaciones. Teniendo en cuenta los dos últimos ejemplos, se pueden ensamblar sistemas que suministren electricidad a hogares que no se encuentran conectados a la red de distribución nacional de electricidad.

Si bien es cierto que Colombia es un país que cuenta con una amplia cobertura del servicio de electricidad, existen algunas poblaciones que no cuentan con este servicio debido a la topología del país y a las distancias, no es fácil extender el servicio a toda la población. De acuerdo a los últimos datos del SIEL (Sistema de Información Eléctrico Colombiano) en diciembre de 2012 el 95.54% de la población contaba con acceso al servicio [1]. Sin embargo, la cobertura en zonas aisladas no es tan extensa. De acuerdo al Plan Visión 2019 se espera que para el año 2019 la cobertura en estas zonas llegue a un 75.49% [1], lo cual deja a un porcentaje significativo de estas poblaciones sin electricidad durante los próximos años. Una solución a corto plazo a este inconveniente es implementar un sistema de almacenamiento aislado con fuentes de energías renovables que suministre electricidad a estas poblaciones.

Este trabajo hace parte de un sistema de conversión de energía de la Pontificia Universidad Javeriana donde se tiene como objetivo implementar todo el sistema de almacenamiento de energía aislado [2]. Sin embargo, este trabajo se enfoca únicamente en: diseñar, implementar y evaluar un convertidor elevador que tome energía de un banco de baterías de 48 voltios nominales y obtenga a la salida 200 Voltios DC. La razón por la cual se enfoca únicamente en este convertidor. En trabajos similares realizados previamente el convertidor elevador presenta problemas de eficiencia razón por la cual se desea buscar maneras de hacer más eficiente este dispositivo. Hay que aclarar que otros componentes del sistema de conversión de energía ya han sido desarrollados o se encuentran en desarrollo en este momento por lo tanto la elaboración de estos no es parte de este proyecto.

2. MARCO TEÓRICO

A nivel internacional ha ido aumentando la necesidad de aplicaciones de electrónica de potencia en sistemas de generación de electricidad a pequeña y gran escala. Una de las aplicaciones más relevantes es conocida como Smart Grid [3], un concepto que propone implementar un sistema de monitoreo y control en la red eléctrica para lograr un suministro y consumo más eficiente de energía. Dentro de los cambios propuestos por esta iniciativa, se considera el uso de pequeños sistemas generadores fotovoltaicos o eólicos domésticos para la producción de energía, bien sea para almacenarla en bancos de baterías o para uso inmediato conforme se genera. Típicamente uno de estos sistemas se encuentra constituido por tres bloques de conversión elementales como se muestra en la Figura 1. El Bloque 1 es el cargador de baterías, el Bloque 2 es el convertidor elevador y el Bloque 3 es el inversor. El sistema mostrado es un sistema unidireccional que únicamente entrega energía a la carga, aunque también existen sistemas bidireccionales que permiten el flujo de energía en ambos sentidos.

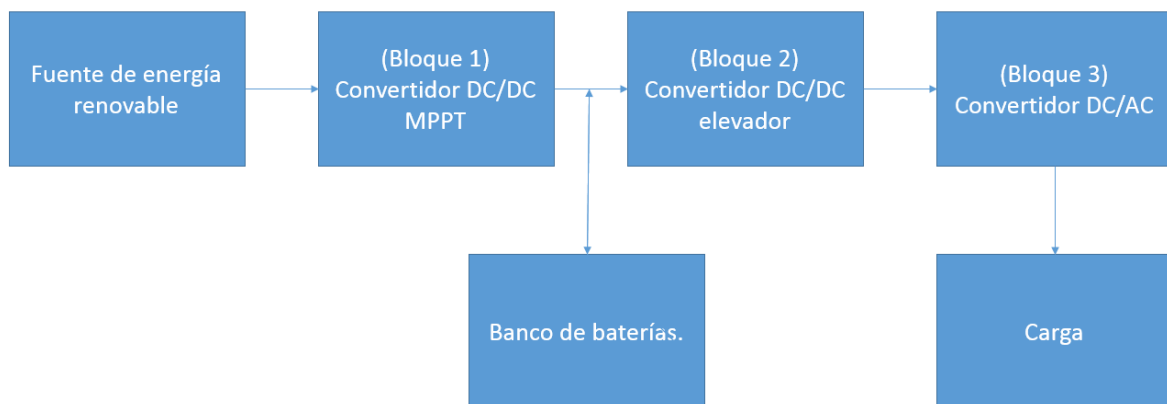


Figura 1 Diagrama de un sistema de alimentación aislado unidireccional.

El Bloque 1 es un convertidor que se encarga de obtener energía de una fuente renovable, ya sea eólica o fotoeléctrica, para cargar el banco de baterías en caso que estas se encuentren descargadas o si estas se encuentran cargadas, suministrar la energía directamente al siguiente bloque. Los convertidores mostrados en el bloque 1 por lo general se implementan con un sistema de control MPPT (Maximum Power Point Tracking) que permite obtener la máxima potencia posible de la fuente de energía sin importar en qué condiciones de operación se encuentre esta. Otra función importante de este bloque es cargar las baterías de manera adecuada es decir, los voltajes y corrientes de salida no excedan los límites de operación establecidos por el fabricante de baterías.

El bloque 2 es un convertidor DC/DC elevador que toma energía del banco de baterías o del cargador de baterías, según sea el caso, para elevar el voltaje y entregarlo a bloque siguiente. La elevación de voltaje es necesaria ya que típicamente el almacenamiento de energía se hace a voltajes inferiores a los voltajes de la línea. Por lo general y por cuestiones de seguridad, este bloque cuenta con aislamiento galvánico lo que permite separar la fuente de energía de los dispositivos conectados al sistema y evitar que un fallo en alguno de los lados afecte al otro. Las principales características de este bloque son: operar en todos los rangos de voltaje de las baterías ya sea que estén completamente cargadas o no y mantener un voltaje de salida constante adicionalmente, debe reducir al máximo los cambios grandes y bruscos que se piden a las baterías para evitar daños en las mismas. Como se mencionó anteriormente existen dos configuraciones para este tipo de convertidores unidireccional y bidireccional, el primero sólo permite el flujo de energía hacia la

carga y el segundo permite el flujo de energía en ambas direcciones y puede ser usado para cargar las baterías en caso de ser necesario.

El bloque 3 es un convertidor DC/AC que toma un voltaje constante para convertirlo en un voltaje alterno de características similares al voltaje de la línea ya que la mayoría de equipos eléctricos necesitan alimentación alterna. Típicamente se usa un sistema de control por modulación SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) de dos o más niveles. Una de las principales características de este convertidor es que debe mantener la frecuencia y voltaje RMS (Root Mean Square) de salida constantes. Al igual que los convertidores elevadores estos también pueden ser unidireccionales o bidireccionales, el primero sólo entrega energía a la carga, mientras que el segundo puede recibir energía de la línea por lo tanto se debe tener cuidado con la fase entre el voltaje del convertidor y el voltaje de línea, para esto se usa un PLL (Phase-Locked Loop) que engancha ambas señales y evita daños tanto en el sistema de conversión de energía como en la línea.

En este tipo de sistemas una de las principales problemáticas es que el almacenamiento de energía se realiza a voltajes bajos y requiere etapas de elevación de voltaje las cuales no presentan alta eficiencia, la eficiencia es aún más baja en el caso de trabajar con convertidores bidireccionales. Existen publicaciones en las que se hace explícito esta problemática como lo son: “A high step-up voltage gain DC/DC converter for the micro-inverter” [4] y “Analysis and design of ultra-high step up converter for DC microgrids” [5]. En estos trabajos se concluye que existen inconvenientes que se presentan al momento de hacer altas elevaciones de tensión DC y las maneras en las que se le dio solución a estos inconvenientes. De igual manera en la Pontificia Universidad Javeriana se han realizado trabajos donde también se presentan inconvenientes de eficiencia en este bloque [2] [6] [7]

Para lograr que este sistema se mantenga operando dentro de los rangos establecido es necesario implementar un sistema o unos sistemas de control. Existen diferentes tipos de controles sistemas de control como lo son: manual, lógico secuencial o lazo de control. A su vez estos pueden ser digitales o análogos, todos independientemente del tipo e implementación tienen como objetivo llevar un proceso a un estado estable deseado.

En el caso de los convertidores de voltaje, se implementan lazos de control que realizan un monitoreo constante, por medio de sensores, de las variables del sistema. De esta manera cualquier perturbación es detectada y se intenta corregir o en caso de ser necesario tomar acciones de emergencia. El funcionamiento básico de cualquier lazo de control es comparar el valor de la variable del proceso con una referencia fija para determinar el error, posteriormente mediante ajustes de la variable de control se busca llevar dicho error a 0. Para esto se pueden implementar controladores tipo P, PI, PD o PID (Proporcional, Proporcional-Integral, Proporcional-Diferencial Proporcional-Integral-Diferencial respectivamente) según los requerimientos y especificaciones que se tengan para la planta. Cada uno de los componentes de un control PID cumple una función específica en el lazo de control.

La parte proporcional no depende del tiempo, por lo tanto cualquier acción de control que se toma está basada en el valor actual del error. Como su nombre lo indica cualquier acción que tome esta componente va a tener una reacción proporcional en la variable del sistema. La parte proporcional del control es la que se encarga de acelerar la respuesta del sistema, sin embargo un control sólo proporcional es incapaz llevar el error a 0 por lo tanto la variable del sistema oscila alrededor de un punto de establecimiento.

La parte integral tiene dependencia temporal y las acciones que toma están basadas en el valor de error actual y en los valores pasados. Los valores de error se suman durante un periodo especificado y luego son promediados y multiplicados por una constante integral. El resultado de esta operación se suma a la acción proporcional del control. La parte proporcional sí se encuentra en la capacidad de llevar el error de estado estable a 0 sin embargo hace que la respuesta del sistema sea más lenta.

La parte diferencial también tiene dependencia temporal pero hacia el futuro. Trata de predecir el error futuro a partir del tiempo de retardo entre la señal de control y la acción del sistema. La parte derivativa trata de controlar el error antes de que este se presente razón por la cual la acción derivativa puede suponer problemas como: inestabilidad del control, oscilaciones alrededor del punto de establecimiento y causa que la señal de control sea ruidosa. Debido a esto la parte derivativa nunca se usa sola y siempre se usa en conjunto con al menos una de las dos acciones mencionadas anteriormente. La acción que toma la parte derivativa se multiplica por una constante derivativa y se suma a la parte proporcional o proporcional integral según sea el caso.

3. OBJETIVO DEL PROYECTO

El objetivo planteado al inicio de este proyecto era:

Diseñar, implementar y evaluar un convertidor elevador que tome energía de un banco de baterías de 48 voltios nominales y obtenga a la salida 200 Voltios DC.

Para cumplir con este objetivo era preciso cumplir con una serie de objetivos específicos

1. Seleccionar una topología eficiente para realizar la conversión de energía a potencia de 400 W, tras realizar la comparación de las dimensiones de los componentes obtenidos para cada una de las estructuras: Push-Pull, Half-bridge y Full-bridge.
2. Diseñar e implementar un convertidor con bajo rizado a la salida, con la capacidad alimentar un inversor que consume una corriente con rizado de 100%.
3. Minimizar el rizado de la corriente solicitada a la batería, con el fin de aumentar su vida útil.

Al final de este proyecto se logró diseñar, implementar y evaluar un convertidor elevador que toma energía de un banco de baterías de 48 voltios nominales y obtiene a la salida 200 Voltios DC. Para lograr esto fue necesario seleccionar una topología eficiente para realizar la conversión de energía a potencia de máxima de 400 W razón por la cual se realizó la comparación de las dimensiones de los componentes obtenidos para cada una de las estructuras: Push-Pull, Half-bridge y Full-bridge. Adicionalmente el dispositivo minimiza el rizado de la corriente solicitada a las baterías con el fin de aumentar la vida útil de las mismas, tiene un bajo rizado de voltaje a la salida y está en la capacidad alimentar un inversor que consume una corriente con rizado de 100%

Especificaciones finales del dispositivo:

- Voltaje de entrada en un rango de 42 Vdc a 55 Vdc. Esto indica que el dispositivo es capaz de operar en todos los rangos de voltaje de las baterías.
- Voltaje de salida de 200 Vdc regulado con rizado del 1%. Esto indica que el voltaje de salida es constante y por lo tanto no van a existir problemas al conectar el inversor.
- Corriente de salida máxima de 2 A. Esto indica que el dispositivo es capaz de entregar 400 W a la salida.
- Rizado de corriente en las baterías menor a 1 A. Esto indica que no se van a presentar cambios bruscos en la corriente suministrada por la batería y por lo tanto la vida útil de las mismas no se verá reducida.
- Eficiencia mayor a 70% a más de 200 W. Esto indica que se logró subir la eficiencia del convertidor elevador con respecto a los convertidores anteriores.
- Corriente de entrada máxima de 13.75 A a máxima potencia.

4. DESARROLLO

La implementación del convertidor se hace basada en la comparación entre las tres topologías propuestas. Razón por la cual es necesario conocer las diferencias, similitudes, ventajas y desventajas que existen entre las tres topologías. A partir de esta información se puede determinar cuál es ofrece mejor desempeño ante las condiciones expuestas anteriormente.

Para estas topologías se pueden implementar dos configuraciones en la etapa de rectificación. La primera con un solo embobinado secundario y cuatro interruptores. Y la segunda con dos embobinados secundarios y dos interruptores. Ambas representaciones se muestran en la Figura 2. Partiendo del hecho que este convertidor no es bidireccional se puede implementar usando la segunda configuración, adicionalmente esta presenta ventajas en cuestión de eficiencia ya que esta tiene menor cantidad de componentes lo cual se traduce en menos pérdidas por conducción.

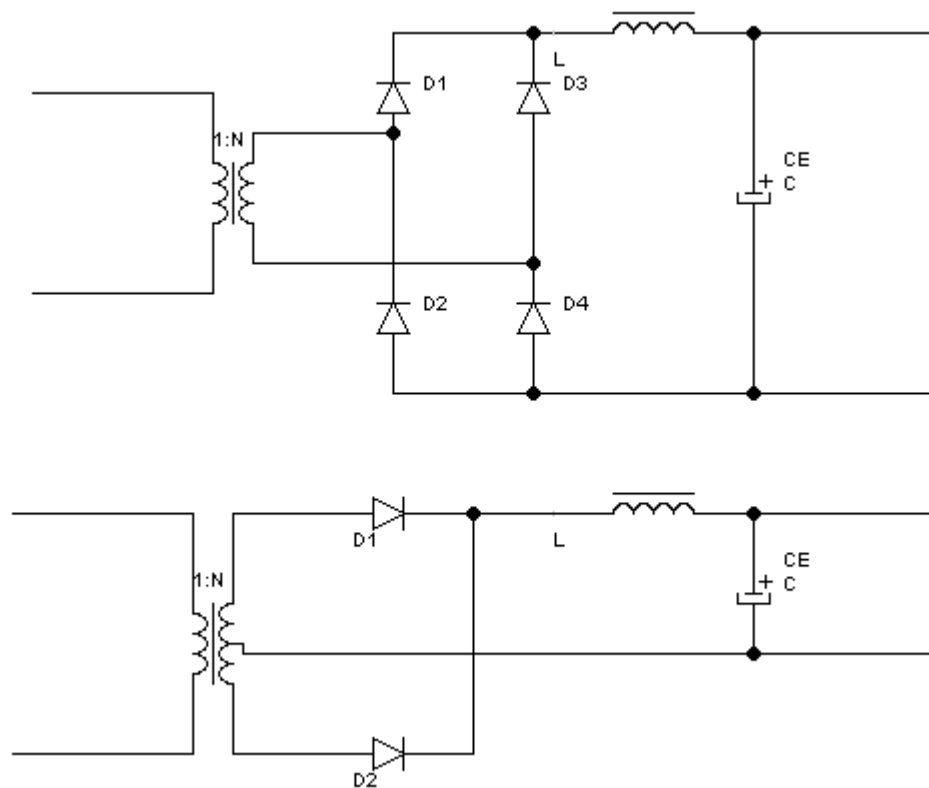


Figura 2 Etapas de rectificación

En el anexo 8.1 se hicieron los cálculos para determinar la función de transferencia con pérdidas de cada una de las topologías. El resultado obtenido es que las tres topologías son muy similares entre sí, las diferencias más significativas se encuentran en la etapa del primario y las características que deben cumplir los interruptores. Por esta razón la selección de dichos componentes es un factor crítico.

4.1 Diseño

Los diseños se hacen basados en los resultados obtenidos en 8.1 y en las especificaciones voltajes y corrientes de entrada y salida del convertidor. Se debe mencionar que independientemente de qué topología

se utilice los filtros de entrada y salida son iguales para los tres casos. Los cálculos de estos de estos encuentran en el anexo 8.2.

Para escoger los transistores se usa el buscador de Digi-Key [8] ingresando los parámetros necesarios para cumplir los requerimientos de cada una de las topologías. Se desea seleccionar el transistor con la menor resistencia R_{ds} posible, sin embargo no siempre existe inventario de dichos transistores. Otro inconveniente presentado es que en caso de producirse algún daño los reemplazos tardarían un tiempo considerable en llegar, por estas razones se busca también en el mercado nacional.

Se deben seleccionar los interruptores adecuados para cada una de las topologías, garantizando que los interruptores no se van a dañar por un sobre pico de voltaje producido por la conmutación o por exceso de corriente. Por esta razón se decide que el voltaje Drain-Source V_{ds} de los MOSFET debe ser cercano a dos veces el voltaje máximo teórico que debe soportar el interruptor, para la corriente se establece que cada interruptor debe soportar alrededor de 5 A RMS más de la corriente máxima teórica que circula por cada uno de ellos.

Con el fin de hacer una comparación lo más equitativa posible entre las tres topologías, se hacen simulaciones cambiando únicamente los componentes que sean estrictamente necesarios, de esta manera que cualquier diferencia obtenida será debida a la topología y no por los componentes. Por el momento todos los diseños realizados se hacen con un transformador ideal con resistencia de pérdidas. Esta resistencia es una representación matemática para representar las pérdidas causadas por acoples, impedancias, conducción del cobre, entre otros parámetros. Para representar esto se pone una resistencia en serie con el embobinado.

Para los tres casos se fija una frecuencia de conmutación de 80 kHz y se fija el máximo ciclo útil posible para que no supere el 40% esto con el fin de evitar hacer un corto circuito entre los interruptores.

4.1.1 Full-Bridge

En la topología Full-Bridge se debe mencionar que cada uno de los interruptores debe estar en la capacidad de soportar todo el voltaje de las baterías en Drain-Source, en este caso en particular esto equivale a 55 V. De igual manera por cada uno de los transistores debe circular la totalidad de la corriente de entrada, lo que equivale a aproximadamente 14 A RMS. Teniendo en cuenta las condiciones expuestas anteriormente, para esta topología se escoge un transformador con relación de vueltas de 1: 10 de esta manera se garantiza que, incluyendo las pérdidas se logre obtener 200 V a la salida.

Usando los criterios de búsqueda mencionados anteriormente se escogen MOSFET de referencia IRF540N que tienen las siguientes características:

- $V_{ds} = 100 V$
- $R_{ds} = 44 m\Omega$
- $I_d = 33 A$

4.1.2 Half-Bridge

En la topología Half-Bridge se debe mencionar que los dos condensadores a la entrada van a mantener más estable el voltaje en los transistores, de igual manera estos condensadores hacen que sobre el transformador caiga la mitad del voltaje de alimentación, sin embargo sobre los transistores deben soportar en Drain-Source de la misma magnitud que el voltaje de alimentación lo que en este caso equivale a 55 V máximo.

Hay que resaltar que la fuente de alimentación sólo suministra la mitad de la corriente que circula por los transistores, la otra mitad es entregada por los mismos condensadores de entrada. Esto significa que por cada uno de los transistores va a circular el doble de corriente a comparación de las otras dos topologías, unos 24 A RMS. Otra diferencia considerable de esta topología es que se necesita tener un transformador con una relación de vueltas del doble a comparación de las otras dos topologías para lograr la misma elevación de voltaje. Por eso para este convertidor la relación de vueltas escogida es de 1:20, esto implica el doble de pérdidas en el secundario del transformador.

Usando los criterios de búsqueda mencionados anteriormente se escogen MOSFET de referencia IRF540N que tienen las siguientes características:

- $V_{ds} = 100 V$
- $R_{ds} = 44 m\Omega$
- $I_d = 33 A$

4.1.3 Push-Pull

En la topología Push-Pull se debe mencionar que cada uno de los transistores deba soportar un voltaje Drain-Source del doble del voltaje de alimentación esto es debido a que los embobinados del primario reflejan el voltaje de entrada, para este caso son 110 V que deben soportar los interruptores. Sin embargo al igual que la topología Full-Bridge los transistores deben soportar toda la corriente de entrada y la relación del transformador es de 1:10. Esta topología presenta un inconveniente y es que de existir cualquier desbalance en el ciclo útil de los dos transistores, es decir que uno sea levemente más grande que el otro, se comienza a almacenar energía en el transformador lo que al cabo de un tiempo conlleva a que el transformador se sature y quede en corto.

Usando los criterios de búsqueda mencionados anteriormente se escogen MOSFET de referencia IRF640N que tienen las siguientes características:

- $V_{ds} = 200 V$
- $R_{ds} = 150 m\Omega$
- $I_d = 18 A$

4.2 Simulación

Las simulaciones se hicieron de la manera más equitativa posible por lo tanto los parámetros fijados son los siguientes:

- Voltaje de entrada de 42 V
- Ciclo útil variando entre 28% y 34% según sea necesario para cada una de las topologías con el fin de lograr los 200 V a la salida.
- Resistencia estimada del cable Litz de 65 mΩ/m. Se estima que son necesarios 20 m de alambre para el secundario del transformador de la Full-Bridge y de la Push-Pull lo que se traduce en una resistencia aproximada de 0.3 Ω. Para la Half-bridge la resistencia de secundario es de 0.6 Ω.

- Para los primarios se estima que es necesario un poco más de 1 m de cable por lo tanto la resistencia del embobinado primario es de $75 \text{ m}\Omega/\text{m}$ para los tres casos.
- La resistencia de la celdas de conmutación se fija en $75 \text{ m}\Omega/\text{m}$ para los tres casos.
- Incluida la resistencia de la inductancia de salida y el camino, se fija una resistencia de conducción de la etapa de rectificación de $0.66 \Omega/\text{m}$ para todos los casos.
- Los diodos sólo tiene un voltaje de conducción de 0.6 V .

Usando el programa computacional PSIM versión 9.3 se ensamblan cada una de las topologías para obtener los voltajes y corrientes más relevantes.

Los circuitos simulados se muestran en las Figura 3, Figura 4 y Figura 5. Que corresponden a Full-Bridge, Half-Bridge y Push-Pull respectivamente.

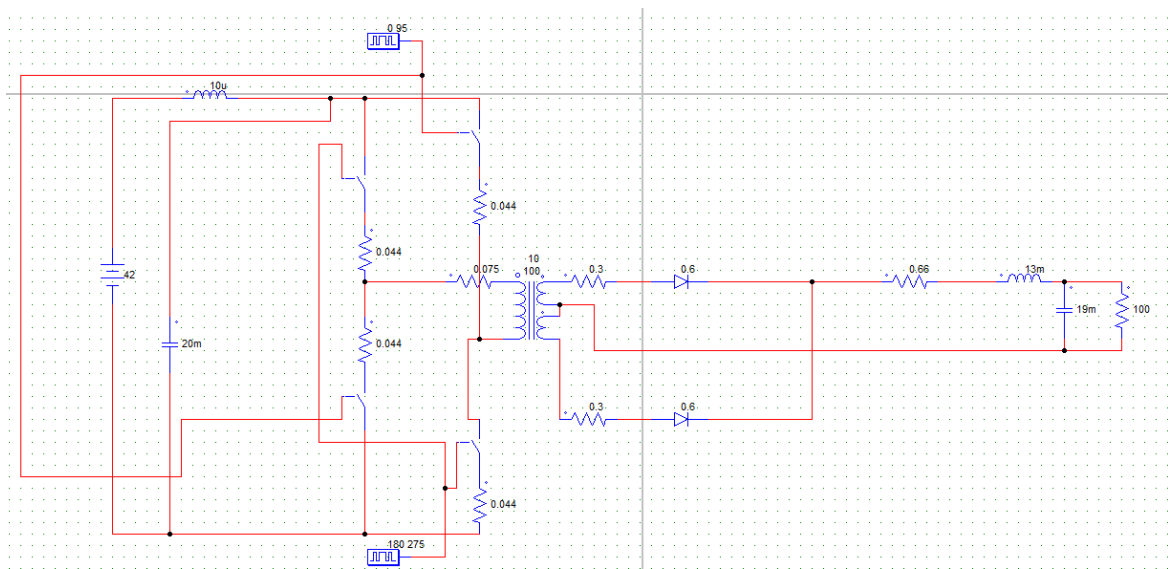


Figura 3 Esquemático topología Full-Bridge

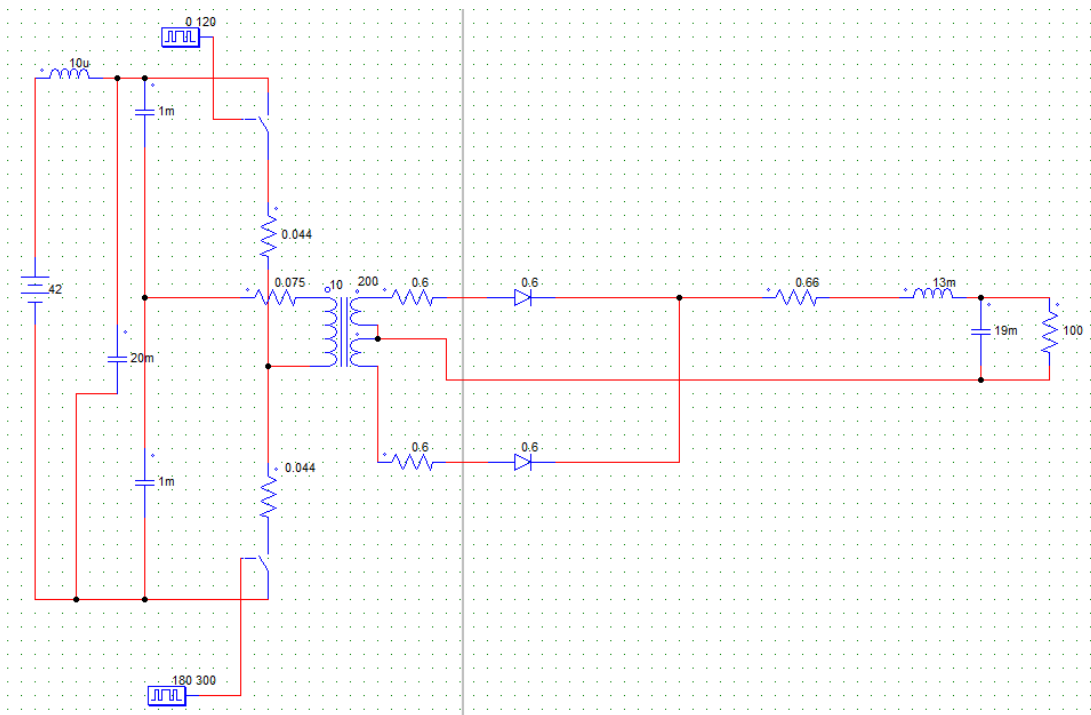


Figura 4 Esquemático topología Half-Bridge

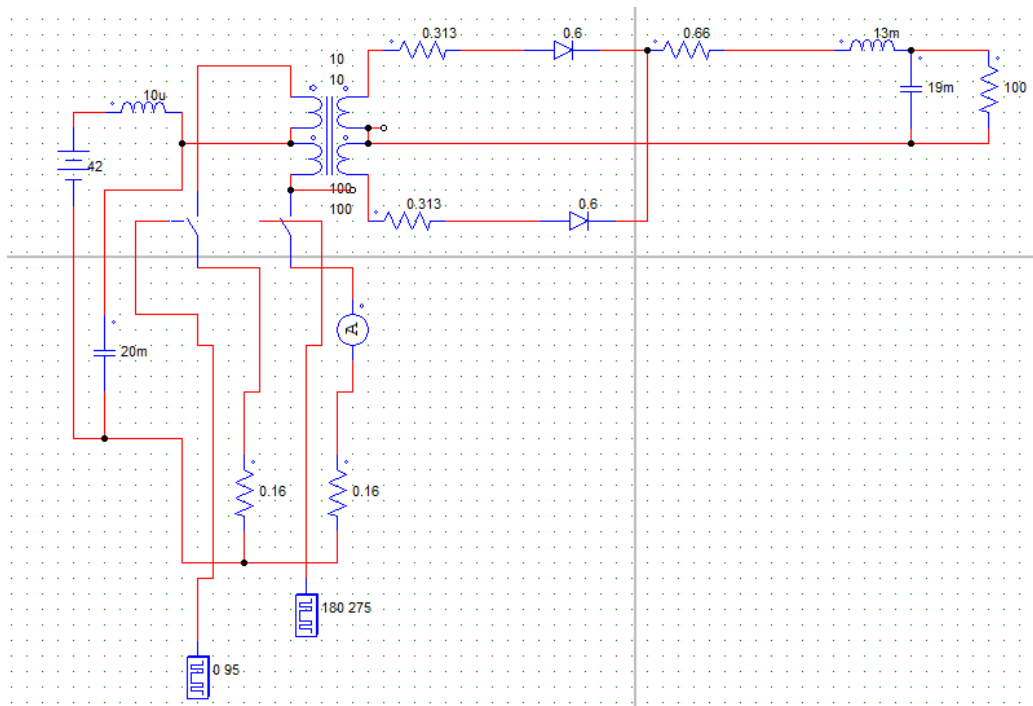


Figura 5 Esquemático topología Push-Pull

En la Figura 6 se observan los voltajes que deben soportar los MOSFET en cada uno de las topologías. En rojo se muestra el voltaje en la topología Push-Pull, cuando un interruptor deja de conducir sobre él cae el voltaje de la batería, una vez comienza a conducir el interruptor complementario sobre el primer interruptor se duplica el voltaje esto se debe al voltaje reflejado en uno de los primarios del transformador. En azul se muestra el voltaje en la topología Full-Bridge como se esperaba el voltaje de máximo de los interruptores es cercano al voltaje de las baterías, cuando los interruptores dejan de conducir se ven variaciones en el

voltaje Drain-Source debidas a que deja de circular corriente, de igual forma se ven variaciones cuando los interruptores complementarios comienzan a conmutar. En verde se muestra el voltaje en la topología Half-Bridge, estos también deben soportar el voltaje de batería, sin embargo en comparación con la topología Full-Bridge el voltaje sobre ellos es más estable esto es debido a los condensadores de entrada.

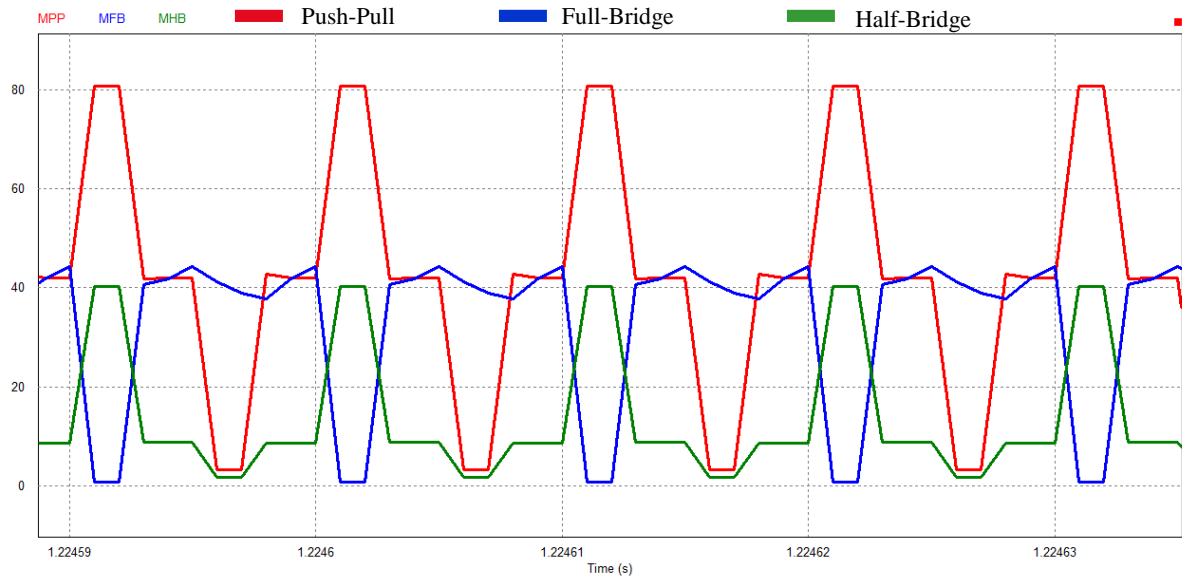


Figura 6 Voltajes Drain-Source en los transistores de las tres topologías

En la Figura 7 se observan las corrientes que circulan por los transistores de cada una de las topologías. En azul se muestra la corriente en el convertidor Full-Bridge, en naranja se muestra la corriente en el convertidor Push-Pull y en café se muestra la corriente en el convertidor Half-Bridge.

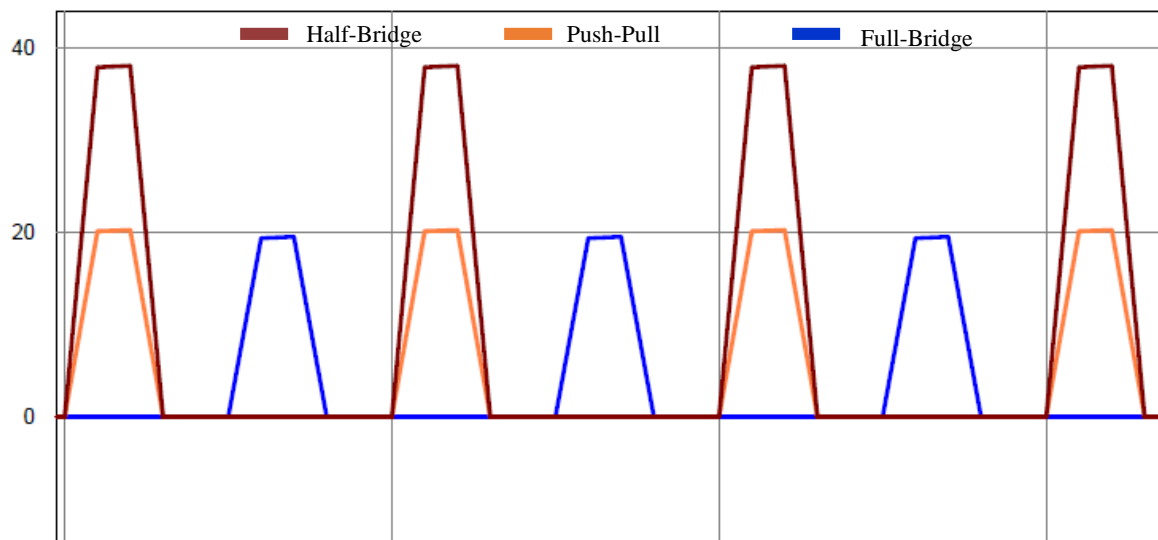


Figura 7 Corriente Drain-Source en los transistores de las tres topologías

En la Figura 8 se observan las corrientes RMS que circulan por los transistores de cada una de las topologías. En azul se muestra la corriente en el convertidor Full-Bridge, en negro se muestra la corriente en el convertidor Push-Pull y en rojo se muestra la corriente en el convertidor Half-Bridge.

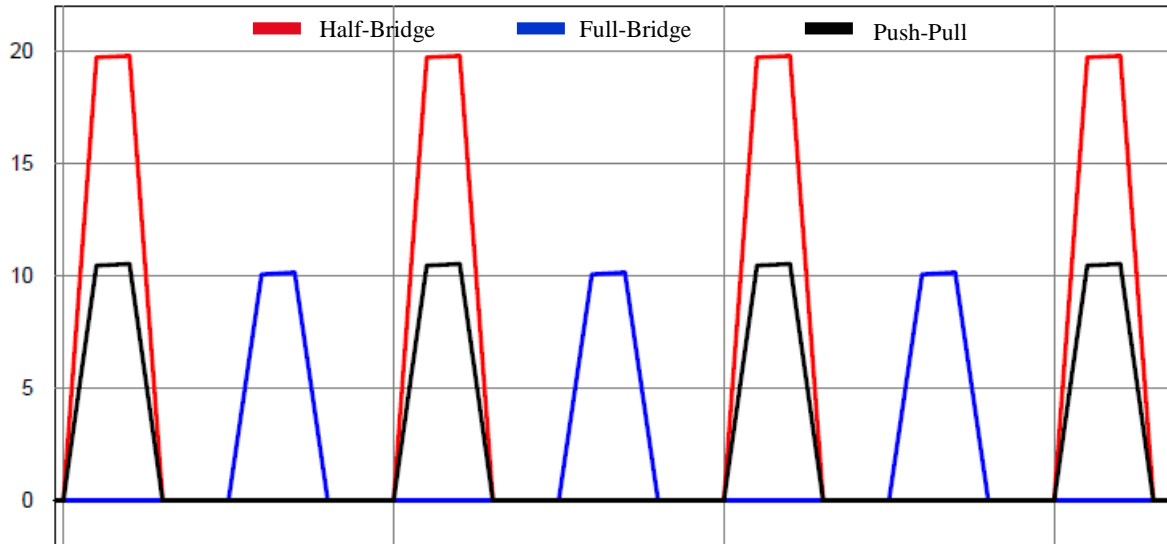


Figura 8 Corriente RMS Drain-Source en los transistores de las tres topologías

En la Figura 9 se observan las corrientes que circulan por los primarios de cada una de las topologías. En amarillo se muestra la corriente del convertidor Push-Pull. En azul se muestra la corriente en el convertidor Full-Bridge. Como se esperaba para estas dos topologías la corriente es de igual magnitud en ambos casos. En verde se muestra la corriente en el convertidor Half-Bridge, como se puede apreciar la corriente es de casi el doble de magnitud en comparación con las otras dos topologías.

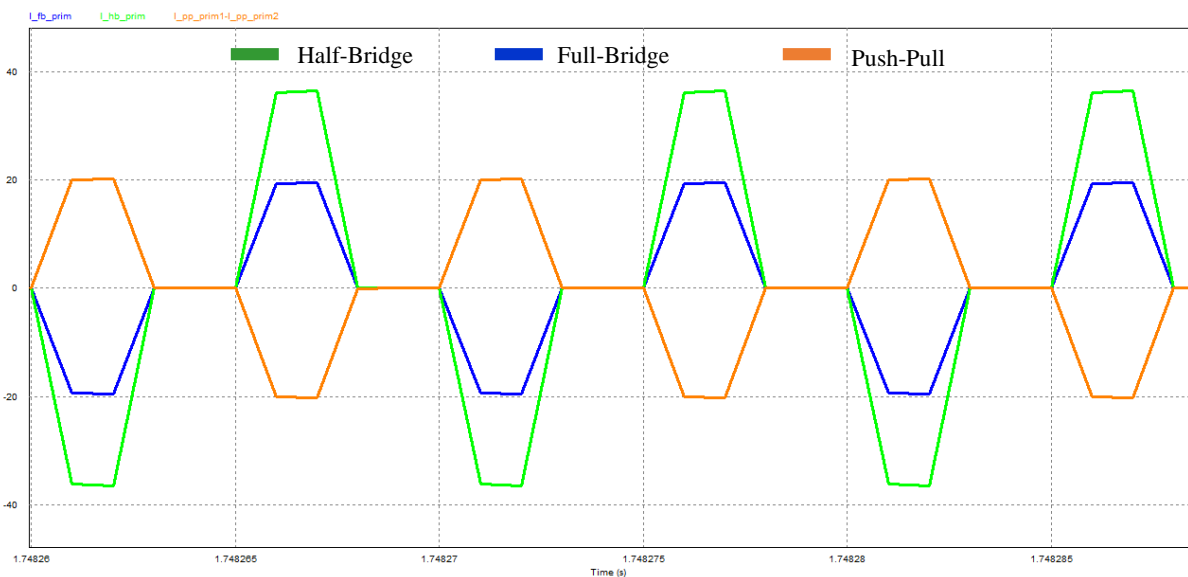


Figura 9 Corrientes en los primarios de las tres topologías

En la Figura 10 se observan las corrientes que circulan por uno de los secundarios de cada una de las topologías. En Rojo se muestra la corriente del convertidor Full-Bridge. En azul se muestra la corriente en el convertidor Half-Brige y en verde se muestra la corriente en el convertidor Push-Pull. Como se puede ver

la corriente es muy similar en los tres casos. Este resultado era esperado por las razones expuestas anteriormente.

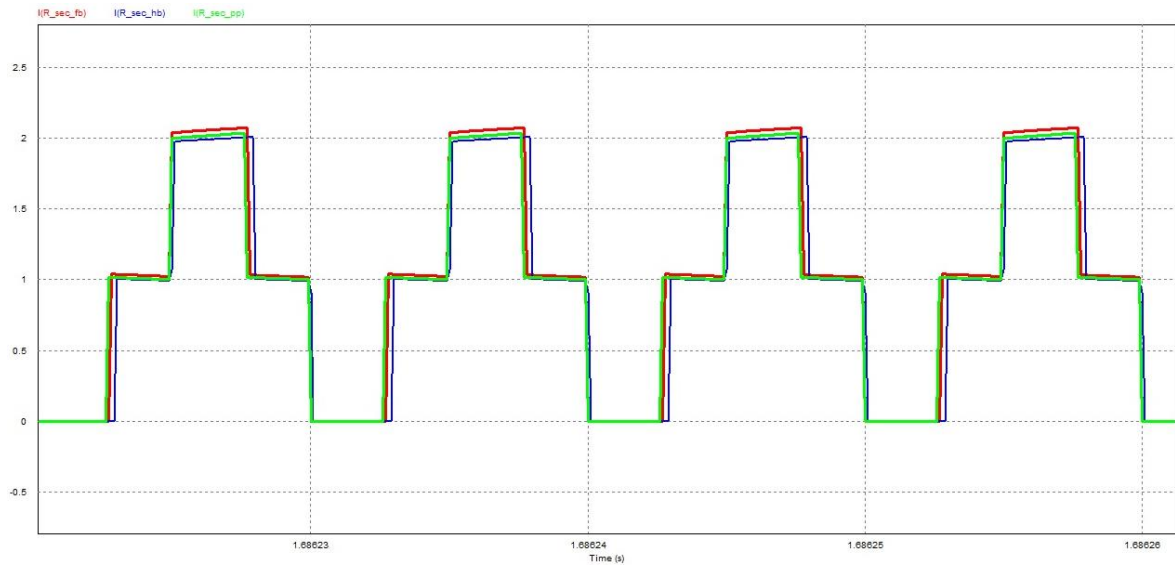


Figura 10 Corrientes en los secundarios de las tres topologías

En la Figura 11 se observan los voltajes en los primarios de cada una de las topologías. En verde se muestra el voltaje del convertidor Full-Bridge. En azul se muestra el voltaje en el convertidor Half-Bridge y en rojo se muestra el voltaje en el convertidor Push-Pull. Los voltajes en los convertidores Full-Bridge y Push-Pull son iguales y tiene un valor igual al voltaje de batería, En el convertidor Half-Bridge el voltaje es de la mitad del valor. Estos resultados eran esperados.

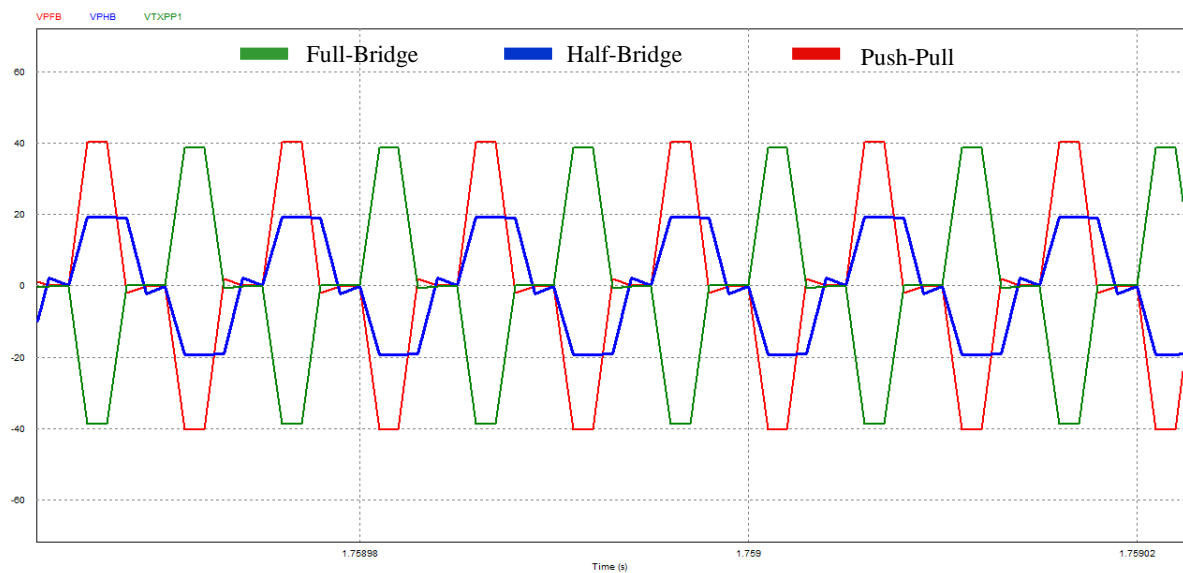


Figura 11 Voltajes en los primarios de las tres topologías

En la Figura 12 se observan los voltajes en uno los embobinados secundarios de cada una de las topologías. En Rojo se muestra el voltaje del convertidor Full-Bridge. En azul se muestra el voltaje en el convertidor Half-Bridge y en verde se muestra el voltaje en el convertidor Push-Pull. Nuevamente los resultados son iguales en los tres casos, un resultado esperado.

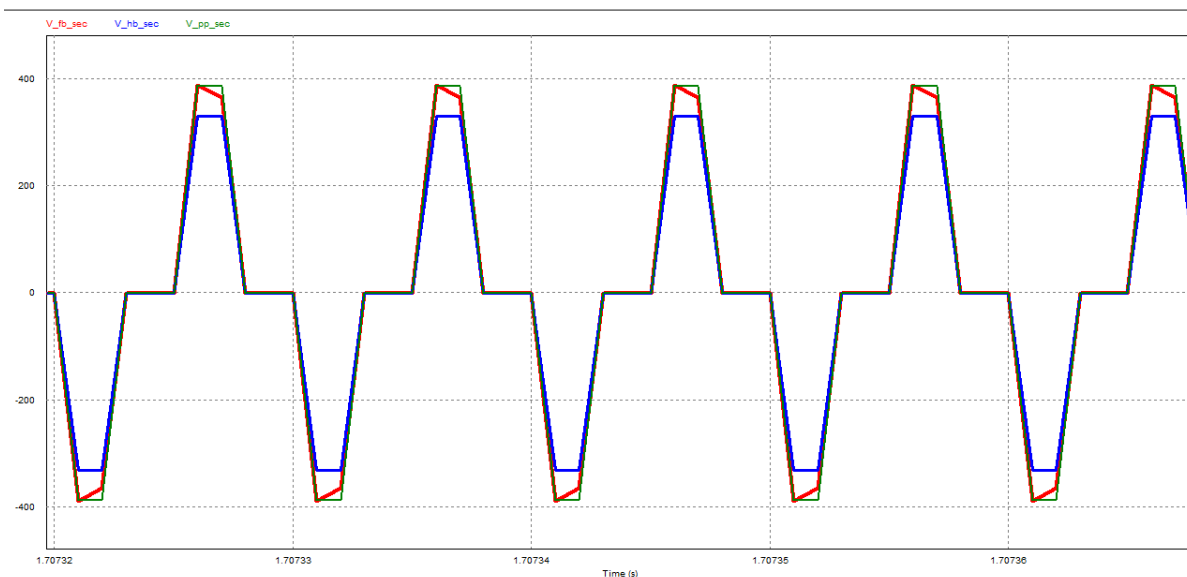


Figura 12 Voltajes en los secundarios de las tres topologías

A partir de estos resultados de simulación se logra comprobar nuevamente que las diferencias más significativas en los tres casos se encuentran en la etapa de entrada. Por lo tanto se debe escoger cuál de las tres etapas de entrada presenta mayor eficiencia.

4.3 Selección de la topología

Partiendo de los resultados obtenidos en la etapa de simulación 4.2 y los transistores seleccionados en la etapa de diseño 4.1 se debe verificar en cuál de las tres topologías los transistores consumen menos potencia en conducción. Para esto se realizó un cuadro comparativo donde se muestran los consumos de los transistores en cada una de las topologías como se muestra en Tabla 1. Los cálculos de la potencia se hacen usando la corriente RMS y la resistencia de conducción de los transistores.

Topología	Push-Pull	Half-Bridge	Full-Bridge	unidades
Vmax Drain-Source	110	55	55	V
Irms máxima	11	22	11	A
I máxima promedio aproximado en cada interruptor	5	10.4	5	A
Resistencia conducción del interruptor	150	44	44	mΩ
Numero de interruptores en conducción en simultáneo.	1	1	2	
Potencia disipada	18.15	21.29	10.64	W

Tabla 1 Potencia consumida por los transistores

Basados en los resultados en la tabla anterior se concluye que en la topología Full-Bridge existe menos consumo de potencia en los transistores. Por esta razón y teniendo en cuenta que este es el factor significativo que diferencia a las tres topologías, se decide seleccionar este convertidor ya que bajo las condiciones de trabajo establecidas, esta es la que presenta mayor eficiencia.

5. PROTOCOLO DE PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para comprobar el correcto funcionamiento del convertidor implementado se realizan las siguientes pruebas de funcionamiento. La primera es ver que el convertidor sea capaz de entregar 400 W a la salida con distintos voltajes de alimentación. La segunda prueba es ver cómo es la eficiencia del convertidor a diferentes voltajes de entrada y a diferentes cargas. Finalmente como este convertidor va a alimentar un inversor de voltaje se debe ver cómo responde este ante una carga conmutada.

5.1 Pruebas en DC a máxima potencia con diferentes voltajes de entrada.

En la Figura 13 se observan los voltajes y corrientes de entrada y salida del convertidor con una alimentación de 42 V . En amarillo se muestra el voltaje de entrada, en verde se muestra el voltaje de salida, en azul se muestra la corriente de entrada y en rojo se muestra la corriente de salida. De esta figura se puede apreciar que tanto el voltaje como la corriente de salida son bastante estables y el rizado es bastante bajo. De igual manera se ve que el filtro de entrada efectivamente está reduciendo el rizado de corriente pedido a las baterías.

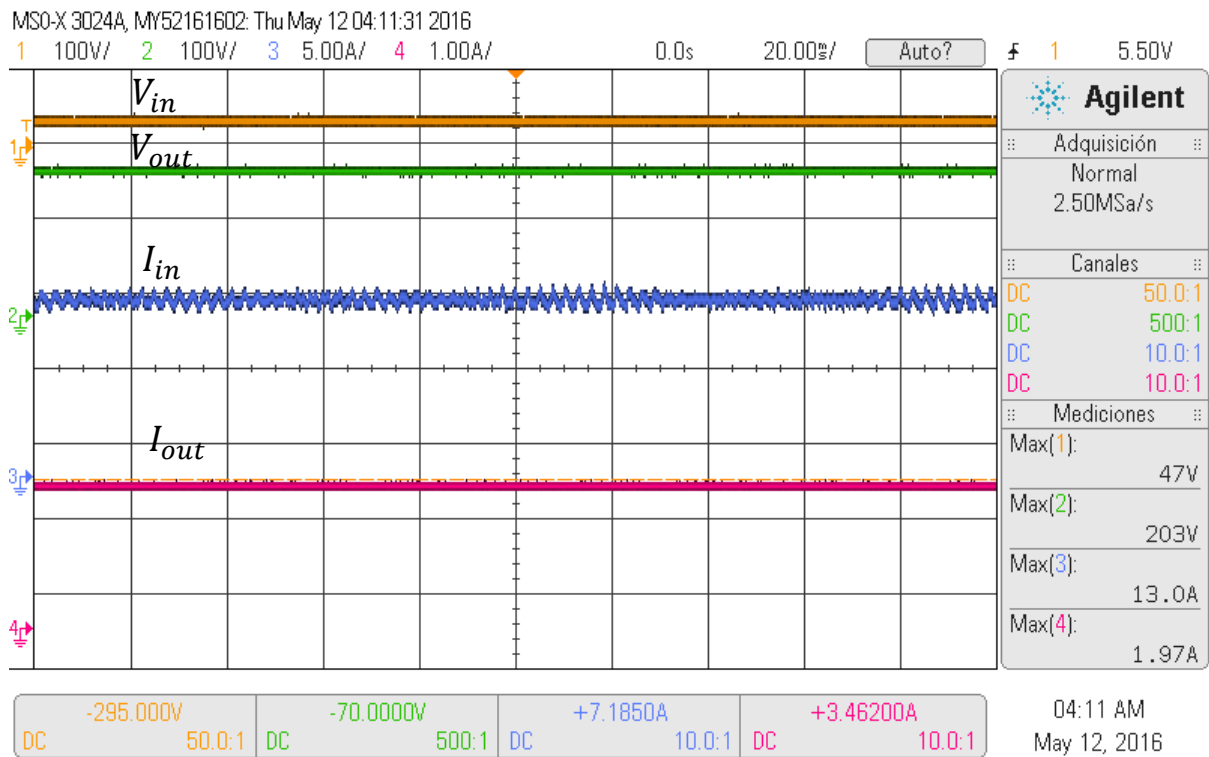


Figura 13 Voltajes y corrientes de entrada y salida con alimentación de 42 V

Bajo las mismas condiciones anteriores se observan los voltajes y corrientes en el primario y en el secundario del transformador como se muestra en Figura 14. En amarillo se muestra el voltaje del primario, en verde se muestra el voltaje de uno de los secundarios, en azul se muestra la corriente en el primario y en rojo se muestra la corriente sobre uno de los secundarios. El voltaje del primario presenta unos picos de voltaje superiores al voltaje de alimentación esto se debe a que en algunos momentos ninguno de los interruptores se encuentra conduciendo por lo tanto la corriente que se encontraba circulando por la inductancia del

transformador no tiene por donde circular y genera los sobrepicos. Por esta misma razón es que cuando una rama deja de conducir la corriente que se encontraba circulando fuerza el encendido de los diodos de los transistores de la otra rama, es por esto que se ve que cuando una rama deja de conducir la otra se enciende momentáneamente.

El comportamiento real del sistema se asemeja a las formas de onda esperadas mostradas en el numeral 4.2, sin embargo revisando en detalle se encuentran algunas variaciones debido a que las simulaciones se hicieron únicamente contemplando resistencias de pérdidas, en cambio el sistema real cuenta con componentes inductivos, capacitivos y resistivos parásitos. Estos componentes son los que causan retardos y oscilaciones que se ven en la respuesta del sistema real. Dichos comportamientos son apreciables ante cualquier voltaje de alimentación como se muestra en la Figura 16 y en la Figura 18.

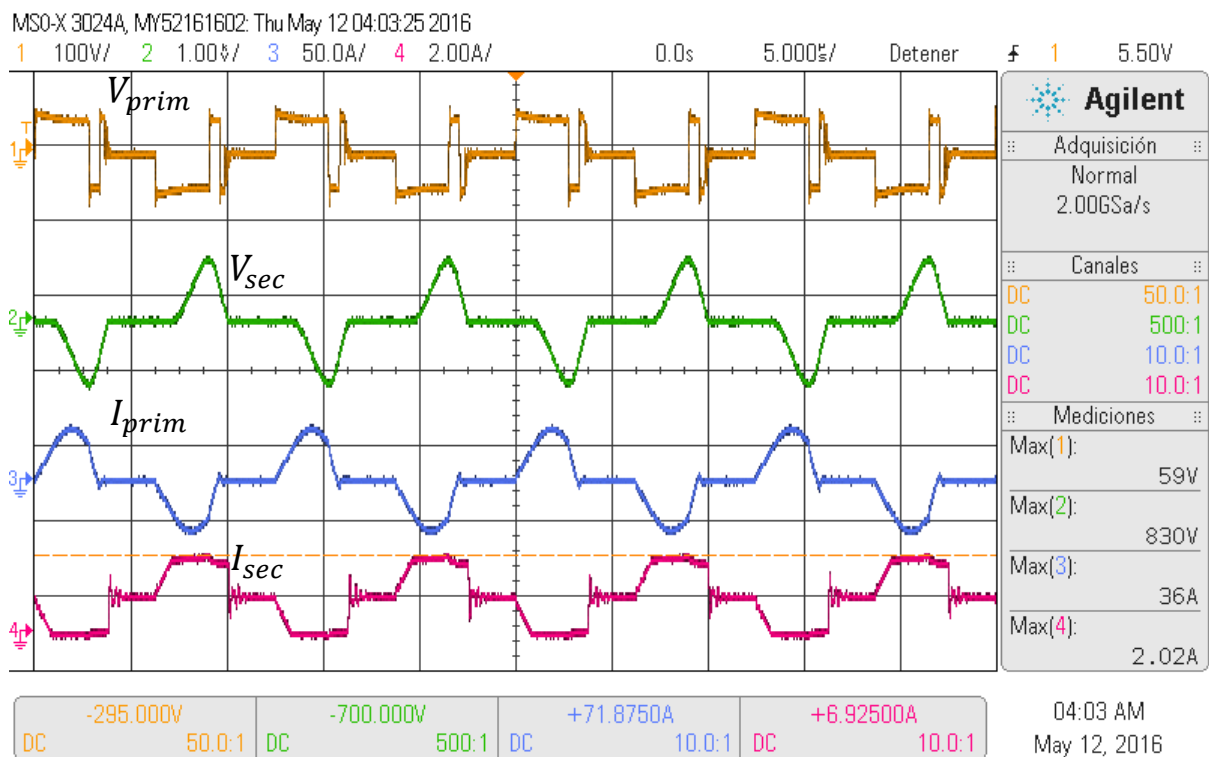


Figura 14 Voltajes y corrientes en el transformador con alimentación de 42 V

En la Figura 15 se observan los voltajes y corrientes de entrada y salida del convertidor con una alimentación de 48 V. En amarillo se muestra el voltaje de entrada, en verde se muestra el voltaje de salida, en azul se muestra la corriente de entrada y en rojo se muestra la corriente de salida.

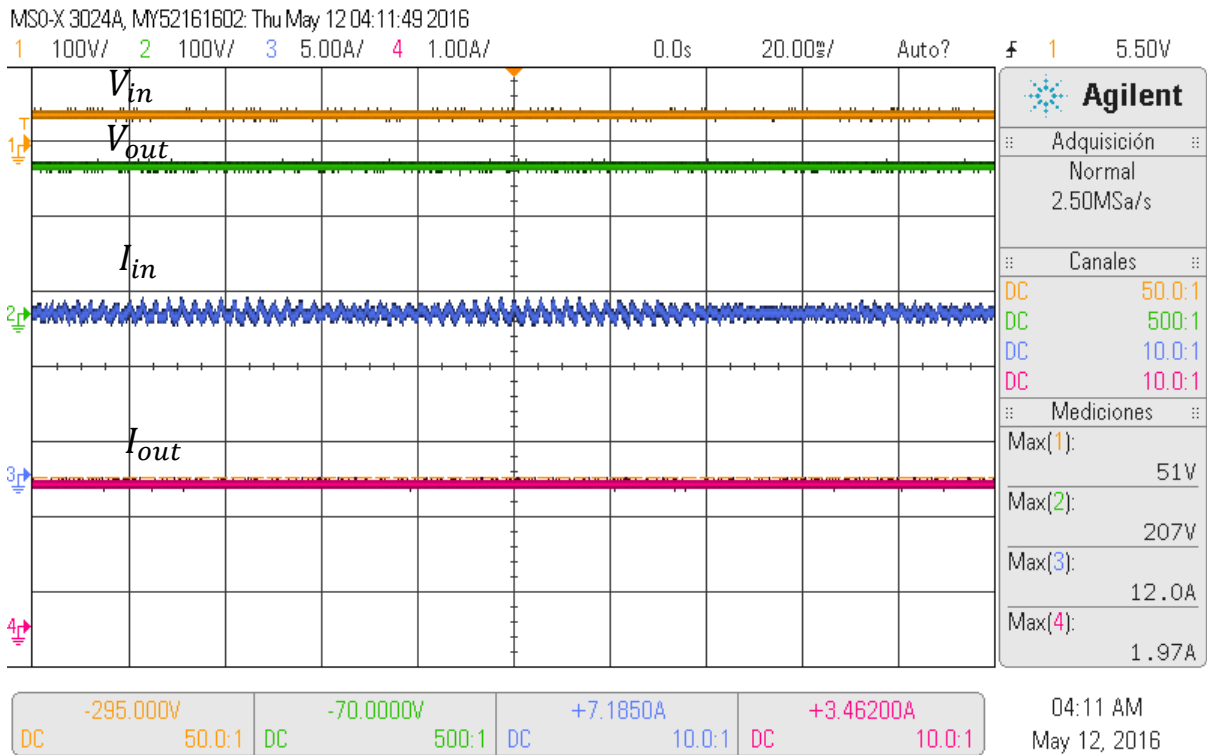


Figura 15 Voltajes y corrientes de entrada y salida con alimentación de 48 V

En la Figura 16 se observan los voltajes y corrientes en el transformador con una alimentación de 48 V. En amarillo se muestra el voltaje del primario, en verde se muestra el voltaje de uno de los secundarios, en azul se muestra la corriente en el primario y en rojo se muestra la corriente sobre uno de los secundarios.

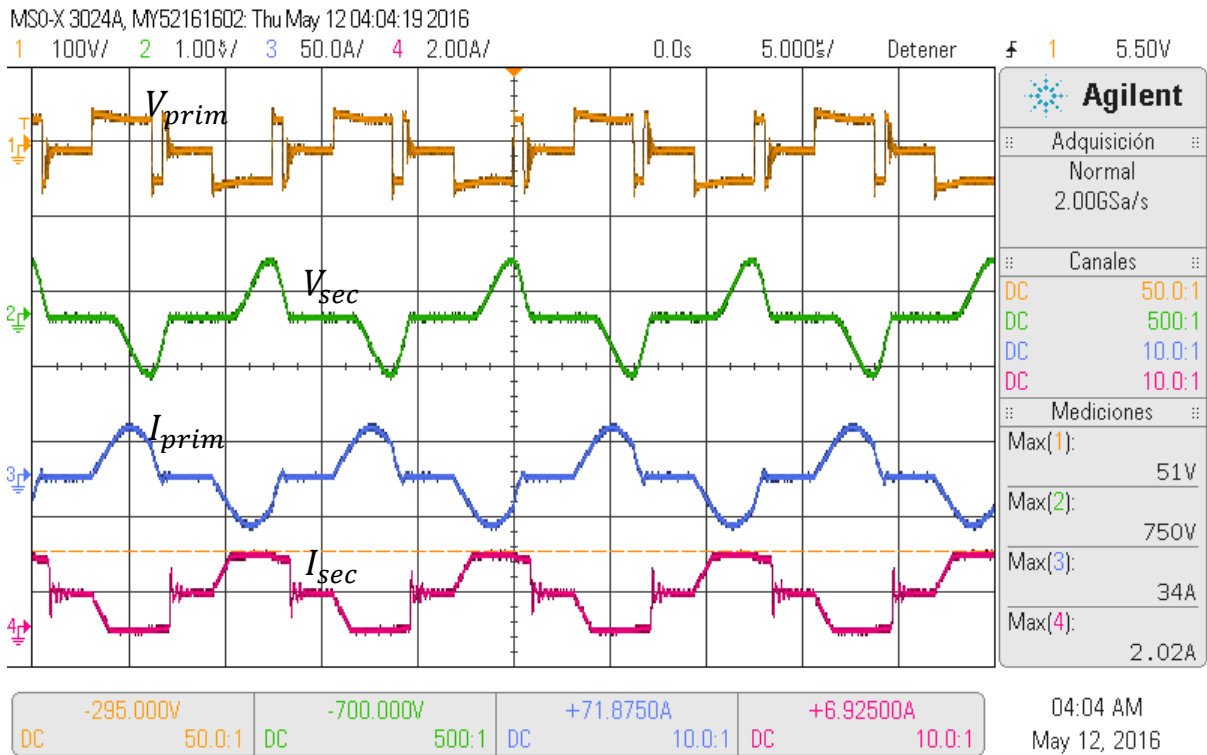


Figura 16 Voltajes y corrientes en el transformador con alimentación de 48 V

En la Figura 17 se observan los voltajes y corrientes de entrada y salida del convertidor con una alimentación de 53.2 V. En amarillo se muestra el voltaje de entrada, en verde se muestra el voltaje de salida, en azul se muestra la corriente de entrada y en rojo se muestra la corriente de salida.

A partir de las gráficas mostradas en las Figura 13, Figura 15, y Figura 18 se puede observar que el sistema es capaz de mantener el voltaje y la corriente de salida estables con un mejor desempeño a los esperados teóricamente. Esto se debe a que se incrementó la robustez de los filtros de entrada y salida. El voltaje de entrada y la corriente de entrada se encuentran dentro de los valores establecidos, se puede observar que a medida que el voltaje de entrada aumenta la corriente de entrada disminuye. Este comportamiento es esperado ya que la potencia de entrada debe constante.

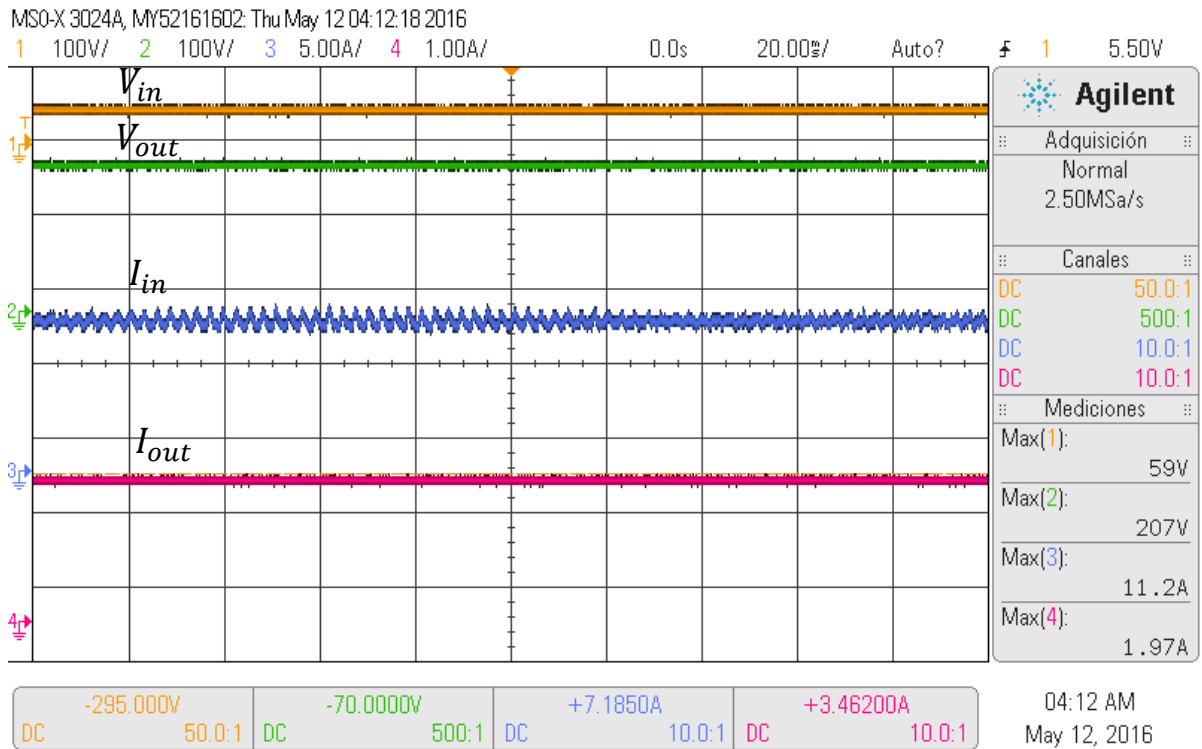


Figura 17 Voltajes y corrientes de entrada y salida con alimentación de 53.2 V

En la Figura 18 se observan los voltajes y corrientes en el transformador con una alimentación de 53.2 V. En amarillo se muestra el voltaje del primario, en verde se muestra el voltaje de uno de los secundarios, en azul se muestra la corriente en el primario y en rojo se muestra la corriente sobre uno de los secundarios.

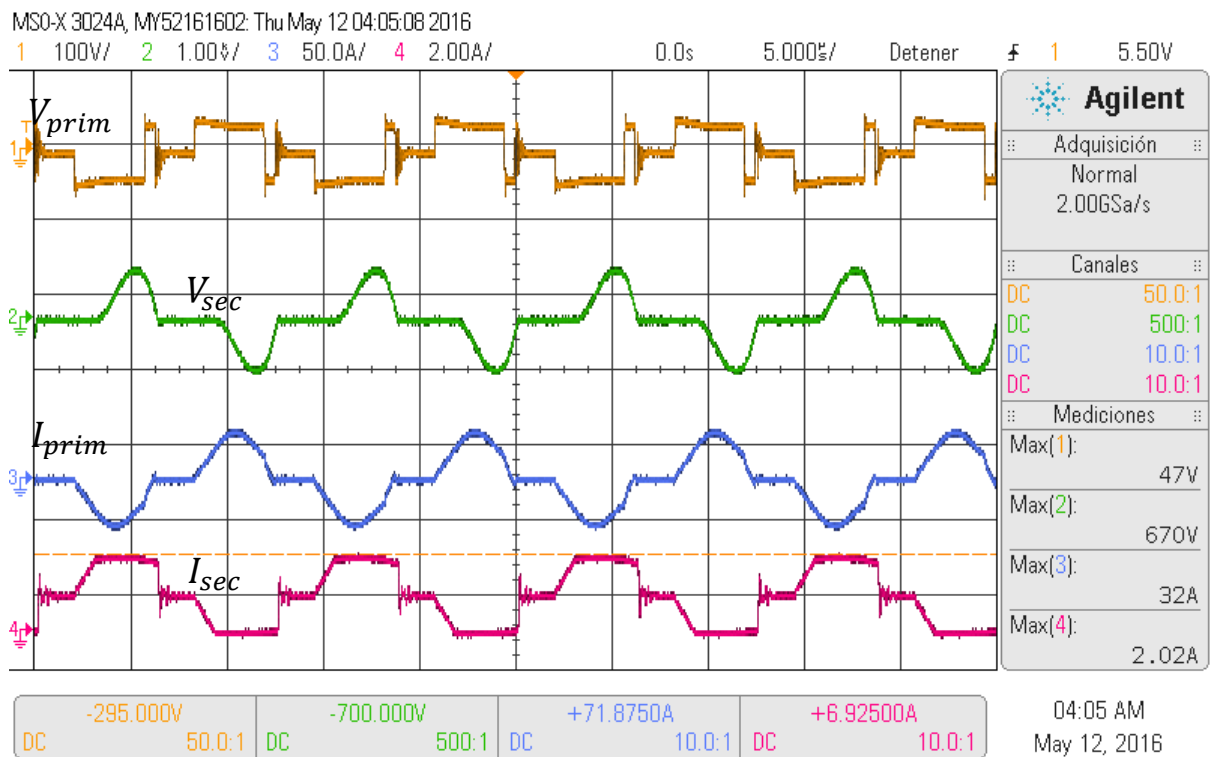


Figura 18 Voltajes y corrientes en el transformador con alimentación de 53.2 V

A partir de las pruebas realizadas anteriormente se demuestra el correcto funcionamiento del convertidor ante diferentes voltajes de entrada.

5.2 Gráfica de eficiencia contra carga

En esta prueba se midió la eficiencia del convertidor ante diferentes condiciones de carga continua y ante diferentes voltajes de alimentación. Para esto se hizo un barrido en carga desde el 10% hasta el 100% de carga, es decir desde 40 W hasta 400 W. Variando el voltaje de alimentación entre las baterías descargadas 42 V y las baterías completamente cargadas 53.8 V. Como se muestra en la Figura 19

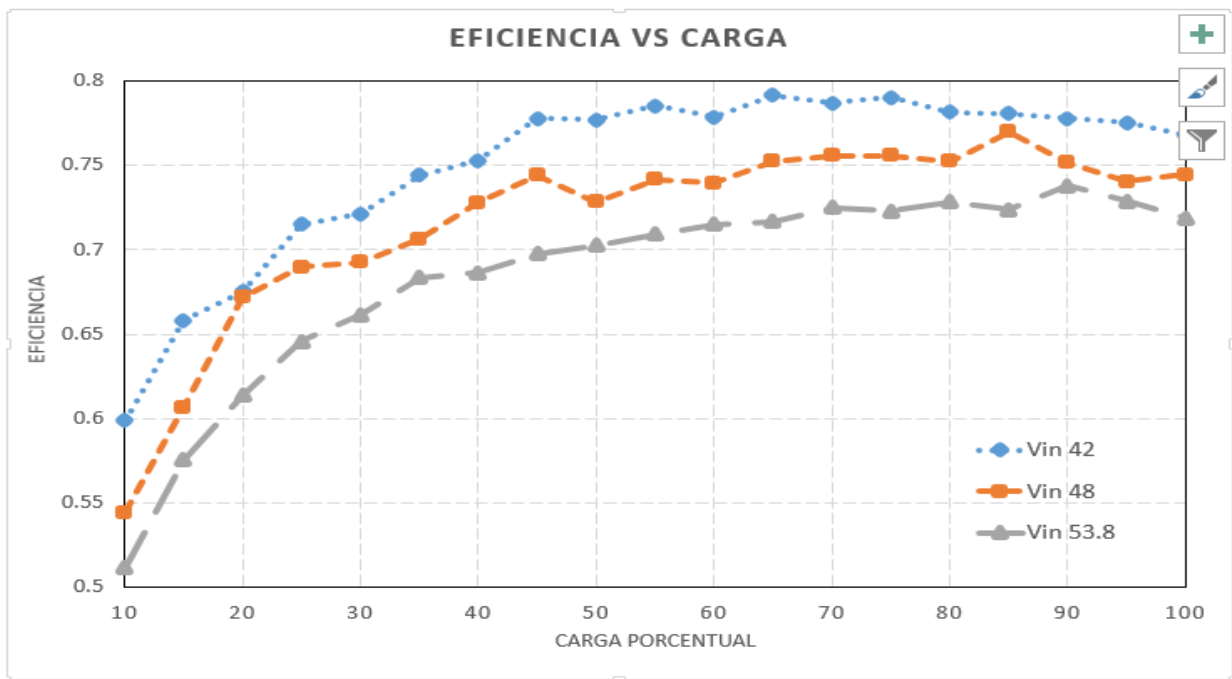


Figura 19 Gráfica de eficiencia vs carga porcentual

De la figura anterior se puede observar que se presenta mayor eficiencia con una carga variando en un rango entre 100 Ω y 200 Ω . Eso se debe a que el sistema tiene un rango óptimo de funcionamiento determinado por diversos parámetros como: el ciclo útil, la carga de salida, las resistencias de pérdidas y la relación de vueltas del transformador como se muestra en la función de transferencia hallada en la ecuación 26. De igual manera se esperaba obtener menor eficiencia con cargas bajas, esto debido que las pérdidas por conducción son de magnitud similar a la potencia suministrada a la carga para estos casos.

5.3 Funcionamiento con carga conmutada a una frecuencia de 120 Hz

Para esta prueba se le pide al convertidor una corriente conmutada que varía entre 0 A y 2 A a una frecuencia de 120 Hz. Esto con el fin de comprobar que cuando el convertidor se conecte al inversor sea capaz de

mantener el voltaje de salida constante y que el rizado sobre de corriente sobre las baterías se encuentre por debajo de 1 A.

En la Figura 20 se muestra el funcionamiento del convertidor cuando se conecta una carga conmutada. En amarillo se observa el voltaje de salida del convertidor, en azul se observa la corriente de entrada del convertidor y en rojo se muestra la corriente conmutada exigida por la carga.

Como se puede observar el voltaje de salida se mantiene constante y los filtros de entrada y salida reducen el rizado de corriente que se le pide a las baterías. Demostrando así el correcto funcionamiento del convertidor bajo los parámetros establecidos.

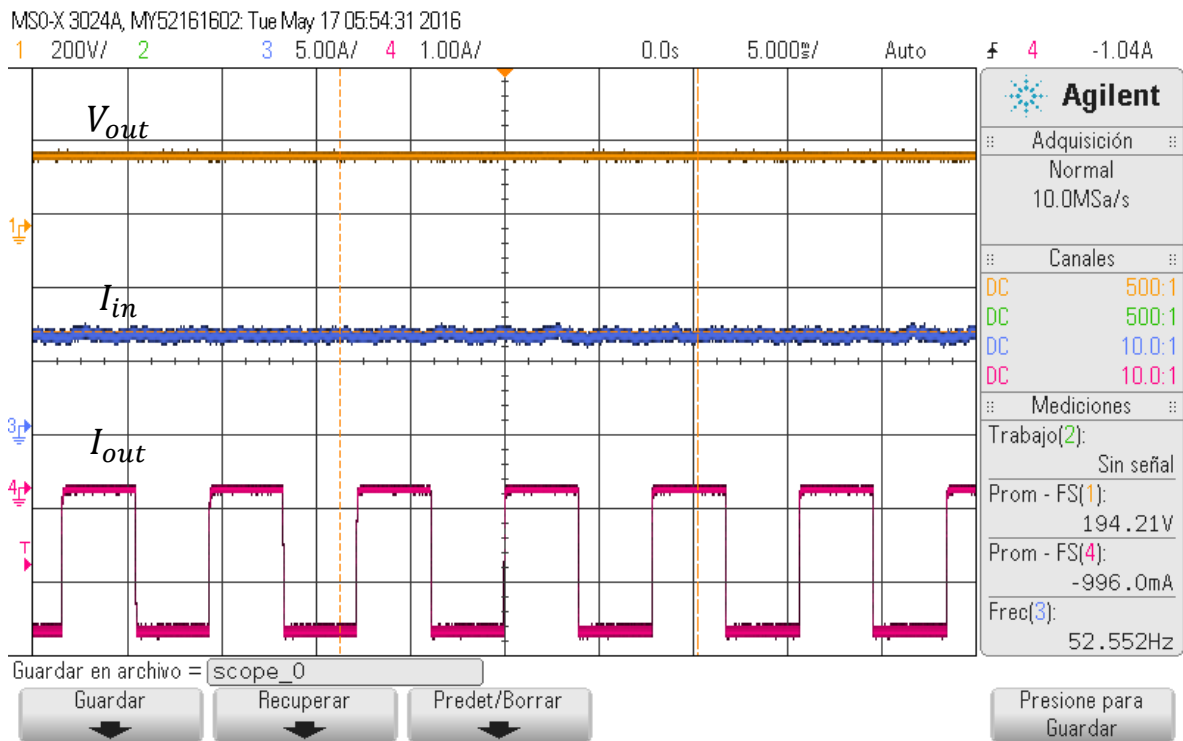


Figura 20 Voltaje de salida y corriente de entrada con carga conmutada

En la Figura 21 se pueden ver la corriente de entrada y la corriente conmutada con mejor resolución. En azul se puede observar que el rizado de corriente que se le piden a las baterías es menor a 1 A aun cuando en rojo se muestra una corriente variando entre 0 A y 2 A con una frecuencia de 120 Hz

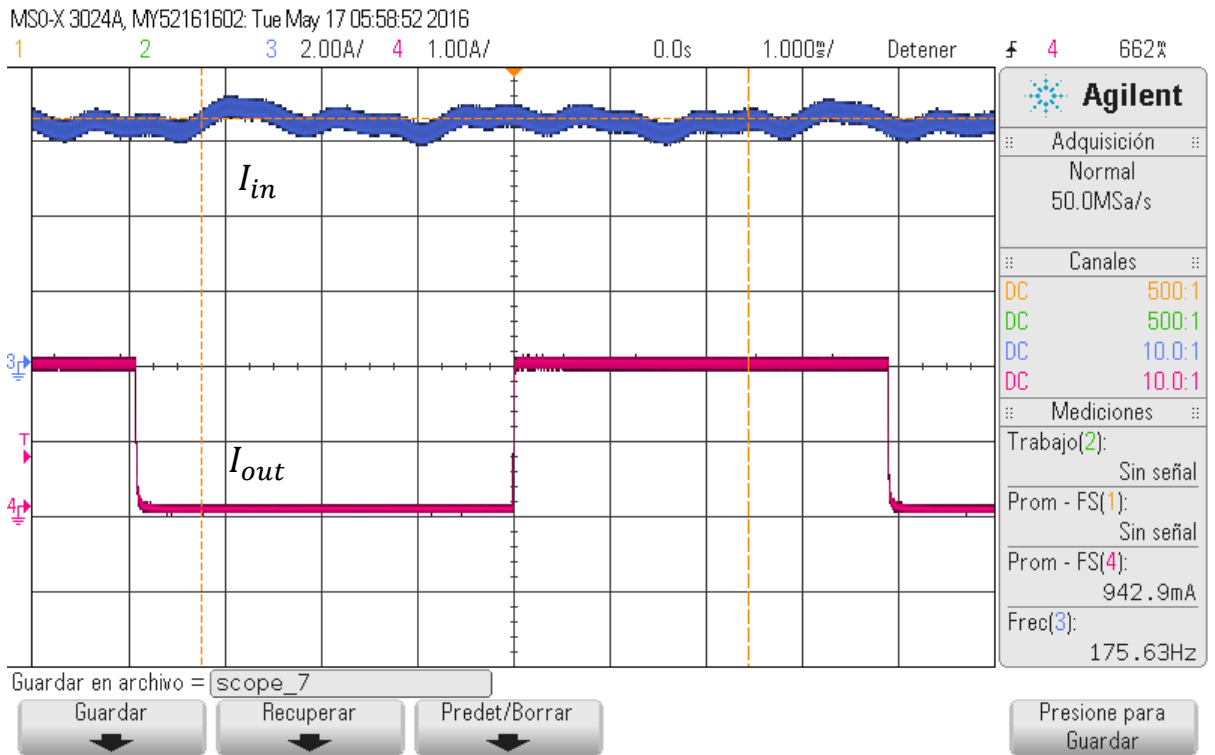


Figura 21 Corriente conmutada y corriente de entrada

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Al final de este proyecto se lograron cumplir los objetivos de potencia, los requerimientos del rizado de voltaje y corriente tanto a la entrada como a la salida y se demostró que para este caso particular la topología Full-Bridge es la que ofrece mejor un desempeño.

A partir de las simulaciones hechas se puede afirmar que dependiendo de la aplicación y los requerimientos de los demás sistemas que se interconecten es posible seleccionar e implementar una topología que mejor satisfaga dichos requerimientos.

Para lograr un mejor desempeño del sistema es preciso que la celda de conmutación sea lo más compacta posible, de esta manera se logra que las señales de control en los transistores tenga la forma correcta y se eviten encendidos no deseados causados por ruido.

Es importante que la temperatura de los transistores sea lo más baja posible ya que de esta manera se garantiza que la resistencia de condición sea baja, lo que contribuye a mejorar la eficiencia del sistema.

El arranque puede ser muy brusco lo que puede llegar a dañar el convertidor, para solucionar este inconveniente es necesario implementar un sistema de arranque suave que aumente progresivamente la potencia suministrada para que no existan cambios repentinos en la corriente de entrada.

El tiempo de muestreo del voltaje de salida debe estar relacionado con la frecuencia de conmutación así se logra sincronizar las señales de control con el fin de evitar oscilaciones del control que puedan causar daños al convertidor o a las baterías.

Para trabajos futuros se pueden mejorar los sistemas de protección del convertidor lo que permitiría mejorar la confiabilidad del convertidor. También se podrían seleccionar unos transistores con menor resistencia de conducción lo cual favorece la eficiencia de convertidor. Adicionalmente se puede implementar un control que permita hacer una conmutación suave lo cual reduciría los soprepicos en los transistores, mejoraría la eficiencia y evitaría que cuando una rama deje de conducir se encienda la otra a causa de la corriente que se encontraba circulando.

7. BIBLOGRAFIA

- [1] SIEL, «Sistema de Información Eléctrico Colombiano,» [En línea]. Available: http://www.siel.gov.co/Siel/Portals/0/Piec/Libro_PIEC.pdf. [Último acceso: 14 May 2016].
- [2] R. Benavides y F. Velásques, «Implementación de un convertidor estático dc-dc para generador eólico trifásico de 400 W,» Javeriana, Bogotá, 2015.
- [3] H. Farhangi, «The path of the smart grid,» *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 8, n° 1, pp. 18-28, 2010.
- [4] T. Wang y Y. Tang, «A high step-up voltage gain DC/DC converter for the micro-inverter,» de *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Melbourne, 2013.
- [5] B. S. Revathi y M. Prabhakar, «Analysis and design of ultra-high step up converter for DC microgrids,» de *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, Mumbai, 2013.
- [6] A. Wiesner, «Sistema Fotovoltaico conectado a la línea, con control programado del suministro de energía,» Javeriana, Bogotá, 2013.
- [7] M. Angel y E. Rodriguez, «Diseño e implementación de un micro inversor solar,» Javeriana, Bogotá, 2015.
- [8] «Digi-Key electronics,» [En línea]. Available: <http://www.digikey.com/>. [Último acceso: 15 may 2016].
- [9] R. Clarke, «Air gapped magnetic cores,» [En línea]. Available: <http://info.ee.surrey.ac.uk/Workshop/advice/coils/gap/index.html#how>. [Último acceso: 17 May 2016].
- [10] I. T. AG, «International Rectifier,» [En línea]. Available: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>. [Último acceso: 17 05 2016].
- [11] A. Technologies, «Avago Technologies,» [En línea]. Available: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-3563EN>. [Último acceso: 17 05 2016].
- [12] R. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition, SPR, 2009.
- [13] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2002.

8. ANEXOS

8.1 Anexo 1: Funciones de transferencia en estado estable

Teniendo en cuenta que se desea comparar y contrastar tres topologías de convertidor DC/DC elevador distintas, es necesario encontrar la función de transferencia de cada una de las topologías. Para esto se hace el modelado de los convertidores en estado estable con pérdidas en conducción DC, es decir incluyendo las resistencias en serie de cada uno de los componentes.

Para llegar a la función de transferencia de cada convertidor es necesario hacer la representación del circuito equivalente en cada uno de los estados del convertidor teniendo en cuenta que interruptores se encuentran conduciendo en cada estado.

Es necesario aclarar la nomenclatura usada en estos cálculos. Esta se muestra en la Tabla 2

R_p	Resistencia total del primario, equivalente a la suma de todas las resistencias serie del primario.
R_s	Resistencia total del secundario, equivalente a la suma de todas las resistencias serie del secundario.
R'_s	Resistencia equivalente del secundario cuando solo conduce el secundario, equivalente a la suma de todas las resistencias serie del secundario cuando solo conduce el secundario.
R_{pp}	Resistencia serie de los caminos del primario.
R_{mos}	Resistencia serie de los transistores.
R_{tp}	Resistencia serie del embobinado primario del transformador
R_{ts}	Resistencia serie del embobinado secundario del transformador
R_d	Resistencia serie del diodo
R_{ps}	Resistencia serie de los caminos del secundario.
R_{lout}	Resistencia serie de la inductancia de salida.
V_d	Voltaje de conducción del diodo

Tabla 2 Nomenclatura usada en los cálculos de las funciones de transferencia

8.1.1 Full-Bridge

8.1.1.1 Estado 1

Estado 1 con $0 < t < DT$. Los interruptores S2, S3 y D2 se encuentran apagados.

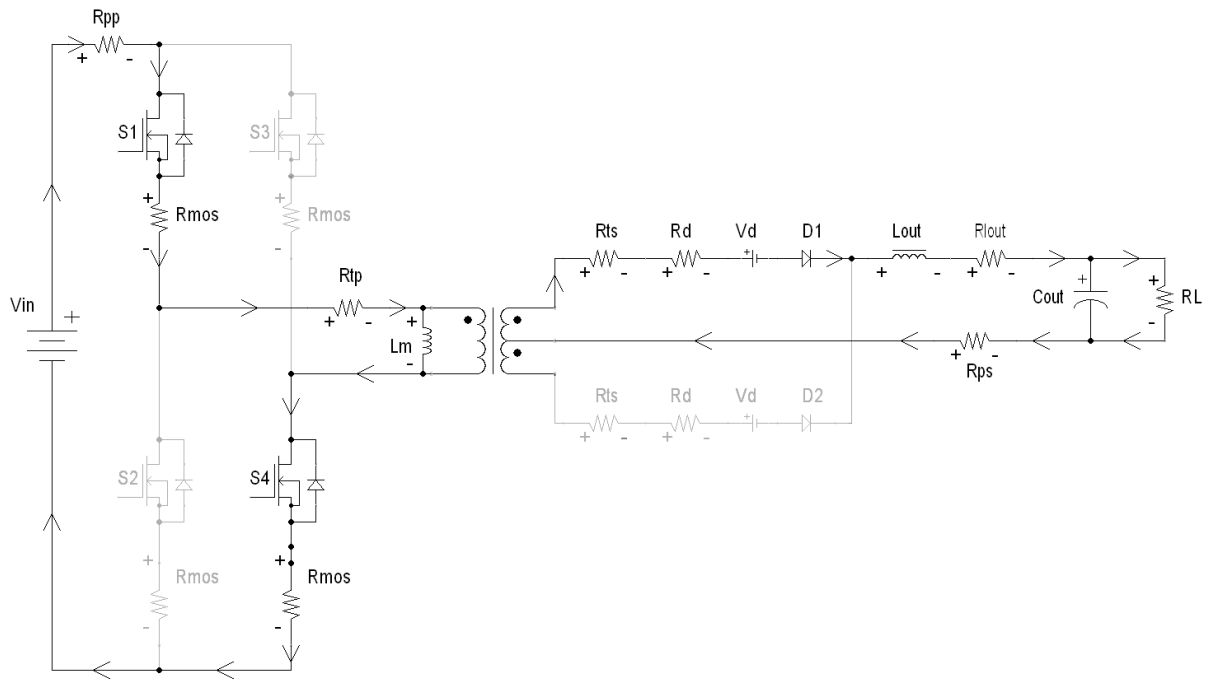


Figura 22 Convertidor Full-Bridge en el estado 1

A partir del circuito de la Figura 22 se obtienen las ecuaciones (1) y (2):

$$V_{in} = I_{in}R_p + V_{lm} \quad (1)$$

$$NV_{lm} = I_{out}R_s + V_d + V_{lout} + V_{out} \quad (2)$$

Reemplazando (1) en (2) y despejando el voltaje de la inductancia de salida se obtiene la ecuación (3)

$$(NV_{in} - NI_{in}R_p - I_{out}R_s - V_d - V_{out})DT = V_{lout} \quad (3)$$

8.1.1.2 Estado 2 y 4

Estado 2 con $DT < t < T$. Los interruptores S1, S2, S3, y S4 se encuentran apagados

El estado 4 con $T + DT < t < 2T$ presenta las mismas condiciones de los interruptores que en el estado 2, por lo tanto sólo se hace el análisis una vez

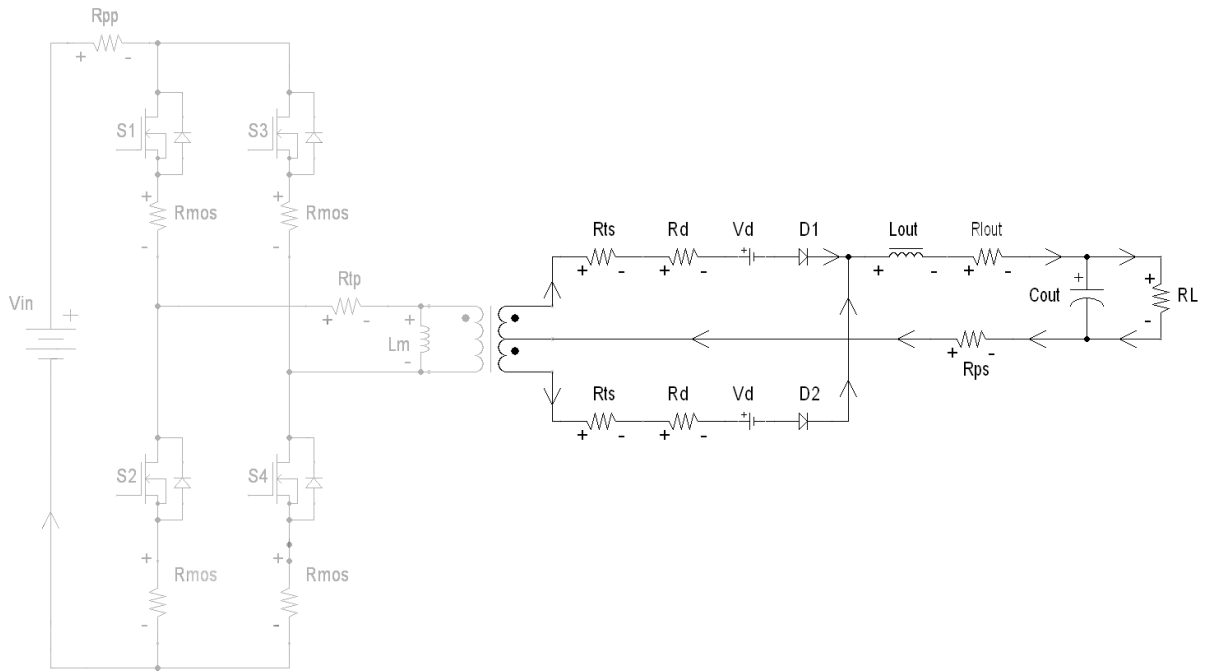


Figura 23 Convertidor Full-Bridge en el estado 2 y 4

A partir del circuito de la Figura 23 se obtiene la ecuación (4)

$$V_{out} + V_d + R'_s + V_{lout} = 0 \quad (4)$$

Despejado el voltaje de la inductancia de salida en (4) se obtiene (5)

$$V_{lout} = (-V_{out} - V_d - R'_s)(1 - D)T \quad (5)$$

8.1.1.3 Estado 3

Estado 3 con $T < t < T + DT$. Los interruptores S1, S4 y D1 se encuentran apagados.

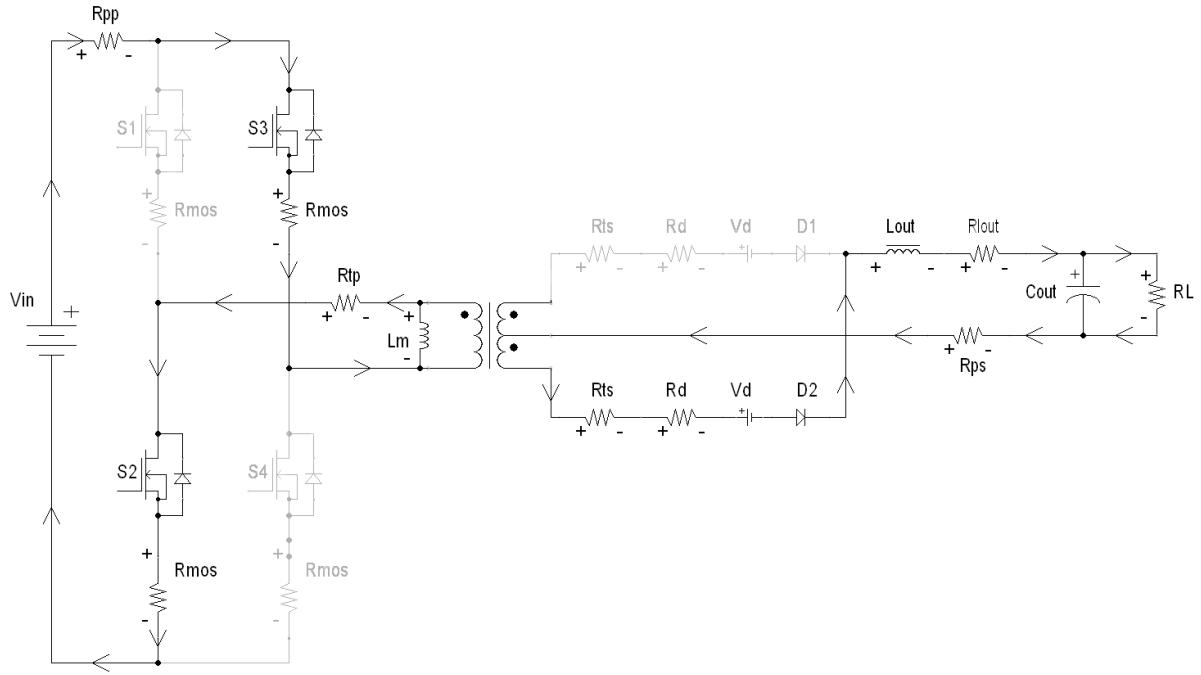


Figura 24 Convertidor Full-Bridge en el estado 3

A partir del circuito de la Figura 24 se obtienen las ecuaciones (6) y (7):

$$V_{in} = I_{in}R_p - V_{lm} \quad (6)$$

$$-NV_{lm} = -I_{out}R_s - V_d - V_{lout} - V_{out} \quad (7)$$

Reemplazando (6) en (7) y despejando el voltaje de la inductancia de salida se obtiene la ecuación (8)

$$(NV_{in} - NI_{in}R_p - I_{out}R_s - V_d - V_{out})((1 + D) - 1)T = V_{lm} \quad (8)$$

8.1.1.4 Función de transferencia

A partir de las ecuaciones (3) y (8) se concluye que los estados 1 y 3 son iguales. Como ya se había mencionado los, estados 2 y 4 también son iguales. Por lo tanto se puede hacer balance de voltios por segundo sobre la inductancia en los estados 1 y 2. Luego se multiplica por 2 como se muestra en la ecuación (9)

$$2(NV_{in} - NI_{in}R_p - I_{out}R_s - V_d - V_{out})DT + 2(-V_{out} - V_d - R'_s)(1 - D)T = 0 \quad (9)$$

La ecuación (9) se encuentra expresada en términos de voltajes y corrientes pero, es necesario que estén sólo en términos de voltaje para eso se usan las ecuaciones (10) y (11).

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_l} \quad (10)$$

$$I_{in} = \frac{V_{out} + N}{R_l} \quad (11)$$

Reemplazando (10) y (11) en (9) y despejando se obtiene la ecuación (12)

$$V_{out} = -\frac{2R_L(V_d - DN V_{in})}{DR_p N^2 + DR_s - DR'_s + R_L + R'_s} \quad (12)$$

Finalmente despreciando el voltaje del diodo de la ecuación (12) se llega la función de transferencia (13)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{2R_L(ND)}{DR_p N^2 + DR_s + DR'_s + R_L + R'_s} \quad (13)$$

8.1.2 Half-bridge

8.1.2.1 Estado1

Estado 1 con $0 < t < DT$. Los interruptores S1 y D2 se encuentran apagados.

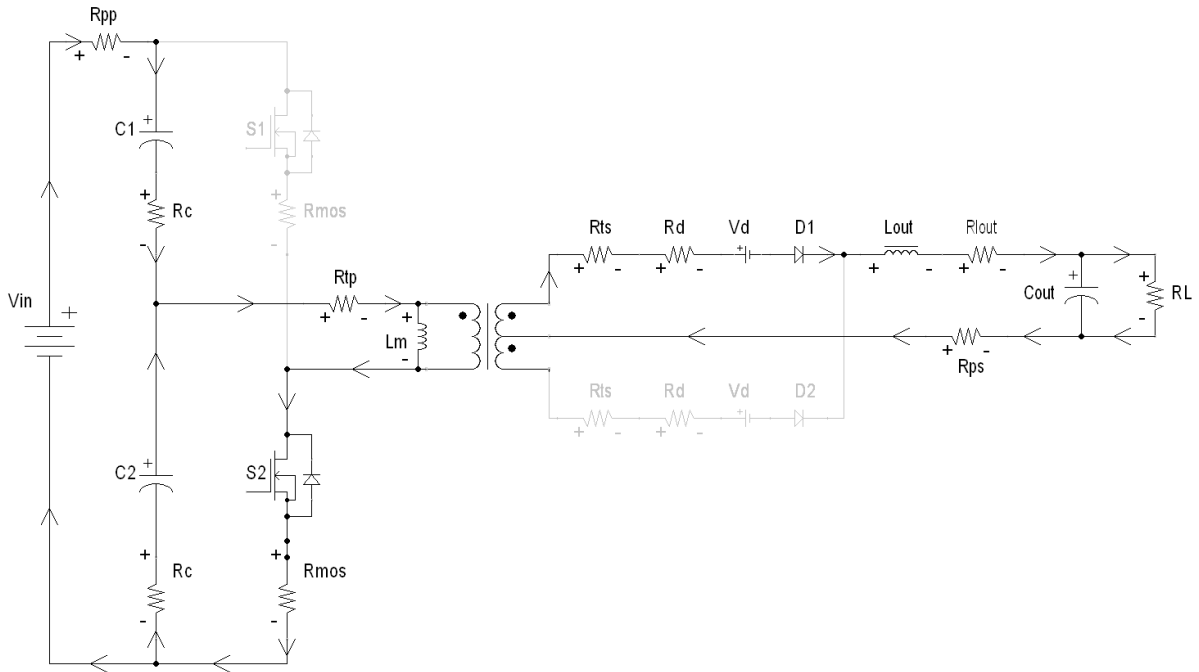


Figura 25 Convertidor Half-Bridge en el estado 1

A partir del circuito de la Figura 25 se obtienen las ecuaciones (14) y (15)

$$\frac{V_{in}}{2} = I_{in} R_p + V_{lm} \quad (14)$$

$$N V_{lm} = I_{out} R_s + V_d + V_{lout} + V_{out} \quad (15)$$

Reemplazando (14) en (15) y despejando el voltaje de la inductancia de salida se obtiene la ecuación (16)

$$\left(\frac{N V_{in}}{2} - N I_{in} R_p - I_{out} R_s - V_d - V_{out} \right) DT = V_{lout} \quad (16)$$

8.1.2.2 Estado 2 y 4

Estado 2 con $DT < t < T$. Los interruptores S1 y S2 se encuentran apagados

El estado 4 con $T + DT < t < 2T$ presenta las mismas condiciones de los interruptores que en el estado 2, por lo tanto sólo se hace el análisis una vez

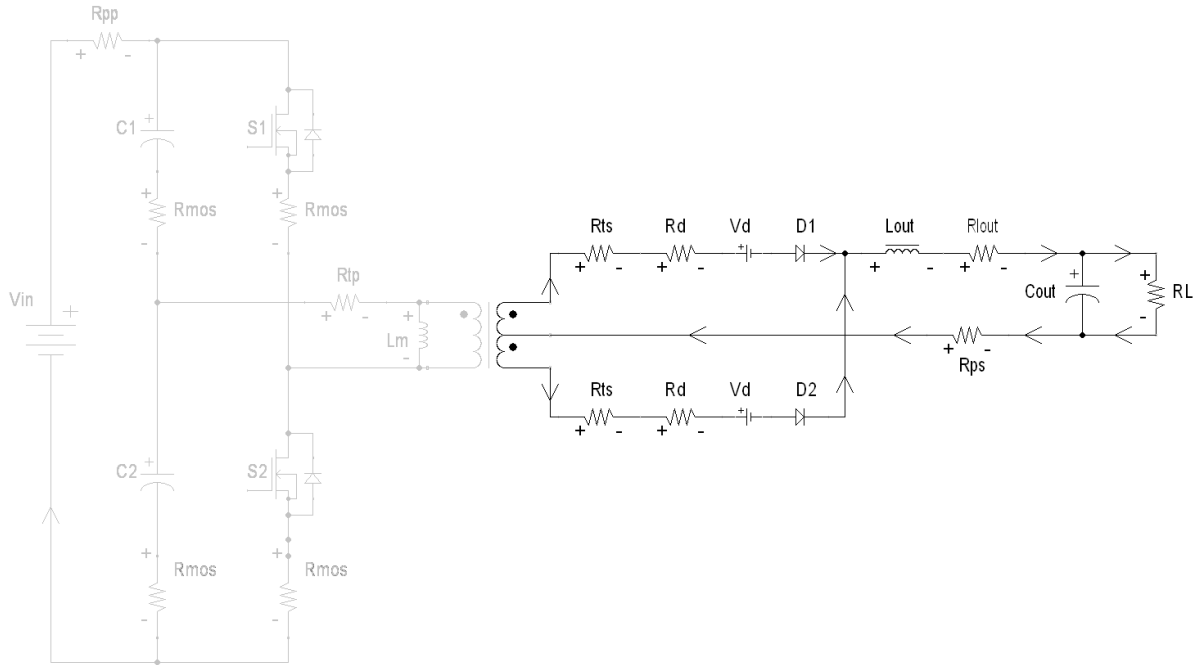


Figura 26 Convertidor Half-Bridge en el estado 2 y 4

A partir del circuito de la Figura 26 se obtiene la ecuación (17)

$$V_{out} + V_d + R'_s + V_{lout} = 0 \quad (17)$$

Despejando el voltaje de la inductancia de salida en (17) se obtiene (18)

$$V_{lout} = (-V_{out} - V_d - R'_s)(1 - D)T \quad (18)$$

8.1.2.3 Estado 3

Estado 3 con $T < t < T + DT$. Los interruptores S1, y D2 se encuentran apagados.

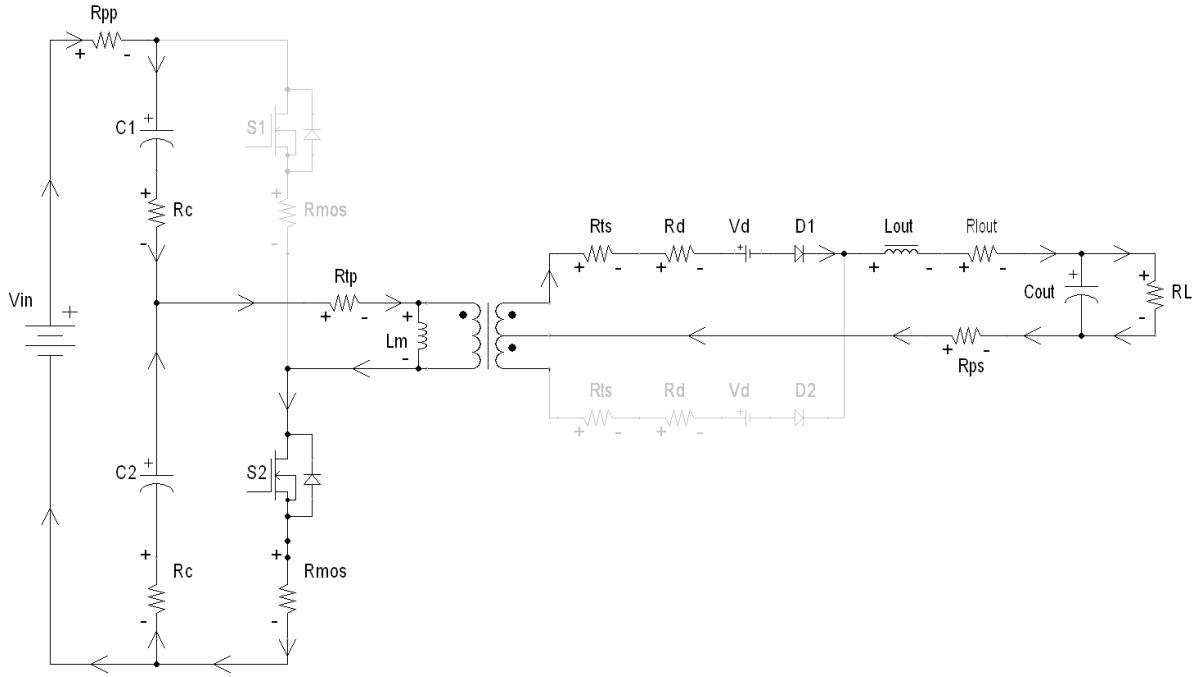


Figura 27 Convertidor Half-Bridge en el estado 3

A partir del circuito de la Figura 27 se obtienen las ecuaciones (19) y (20)

$$\frac{V_{in}}{2} = I_{in}R_p - V_{lm} \quad (19)$$

$$-NV_{lm} = -I_{out}R_s - V_d - V_{lout} - V_{out} \quad (20)$$

Reemplazando (19) en (20) y despejando el voltaje de la inductancia de salida se obtiene la ecuación (21)

$$\left(\frac{NV_{in}}{2} - NI_{in}R_p - I_{out}R_s - V_d - V_{out}\right)((1 + D) - 1)T = V_{lm} \quad (21)$$

8.1.2.4 Función de transferencia

A partir de las ecuaciones (16) y (21) se concluye que los estados 1 y 3 son iguales. Como ya se había mencionado, los estados 2 y 4 también son iguales. Por lo tanto se puede hacer balance de voltios por segundo sobre la inductancia en los estados 1 y 2. Luego se multiplica por 2. Luego se multiplica por 2 como se muestra en la ecuación (22)

$$2\left(\frac{NV_{in}}{2} - NI_{in}R_p - I_{out}R_s - V_d - V_{out}\right)DT + 2(-V_{out} - V_d - R'_s)(1 - D)T = 0 \quad (22)$$

La ecuación (22) se encuentra en términos de voltajes y corrientes pero es necesario que estén sólo en términos de voltaje para eso se usan las ecuaciones (23) y (24)

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_l} \quad (23)$$

$$I_{in} = \frac{V_{out} + N}{R_l} \quad (24)$$

Reemplazando (23) y (24) en (22) y despejando se obtiene la ecuación (25)

$$V_{out} = -\frac{R_L(V_d - DN V_{in})}{DR_p N^2 + DR_s - DR'_s + R_L + R'_s} \quad (25)$$

Finalmente despreciando el voltaje del diodo de la ecuación (25) se llega la función de transferencia (26)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_L(ND)}{DR_p N^2 + DR_s + DR'_s + R_L + R'_s} \quad (26)$$

8.1.3 Push-Pull

8.1.3.1 Estado 1

Estado 1 con $0 < t < DT$. Los interruptores S2 y D2 se encuentran apagados.

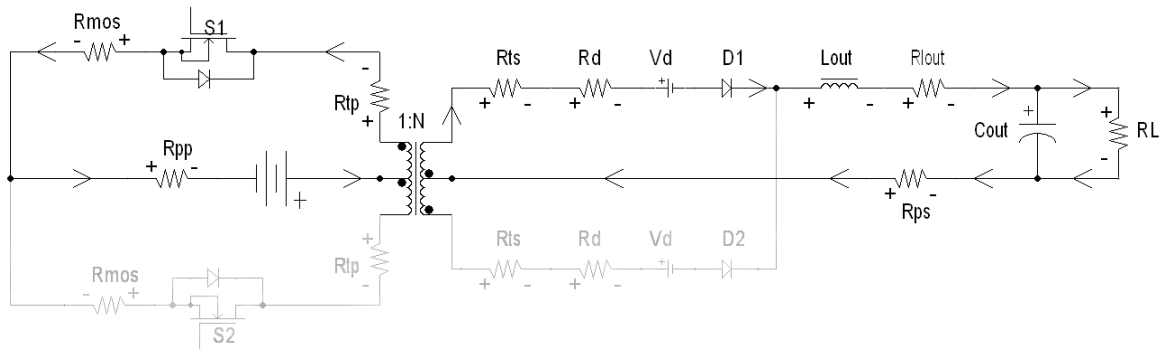


Figura 28 Convertidor Push-Pull en el estado 1

A partir del circuito de la Figura 28 se obtienen las ecuaciones (27) y (28)

$$V_{in} = I_{in} R_p + V_{lm} \quad (27)$$

$$NV_{lm} = I_{out} R_s + V_d + V_{lout} + V_{out} \quad (28)$$

Reemplazando (27) en (28) y despejando el voltaje de la inductancia de salida se obtiene la ecuación (29)

$$(NV_{in} - NI_{in} R_p - I_{out} R_s - V_d - V_{out})DT = V_{lout} \quad (29)$$

8.1.3.2 Estado 2

Estado 2 con $DT < t < T$. Los interruptores S1 y S2 se encuentran apagados

El estado 4 con $T + DT < t < 2T$ presenta las mismas condiciones de los interruptores que en el estado 2, por lo tanto sólo se hace el análisis una vez

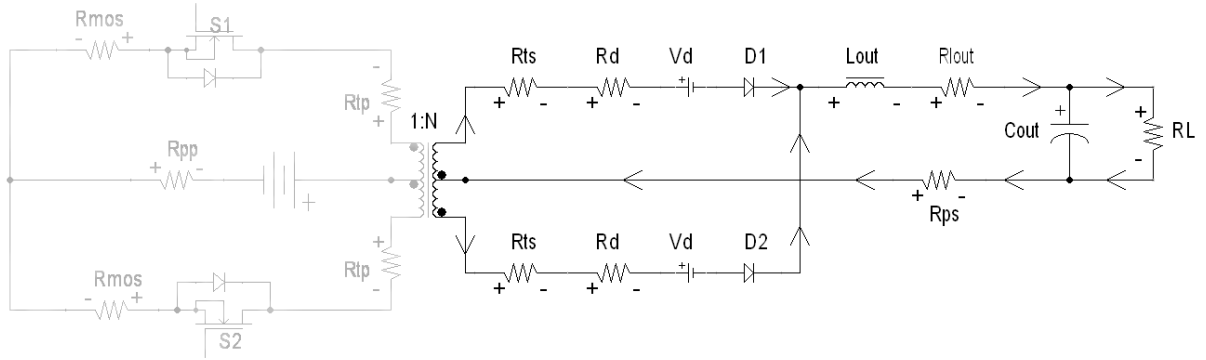


Figura 29 Convertidor Push-Pull en el estado 2 y 4

A partir del circuito de la Figura 29 se obtiene la siguiente ecuación (30)

$$V_{out} + V_d + R'_s + V_{lout} = 0 \quad (30)$$

Despejado el voltaje de la inductancia de salida en (30) se obtiene (31)

$$V_{lout} = (-V_{out} - V_d - R'_s)(1 - D)T \quad (31)$$

8.1.3.3 Estado 3

Estado 3 con $T < t < T + DT$. Los interruptores S1 y D1 se encuentran apagados.

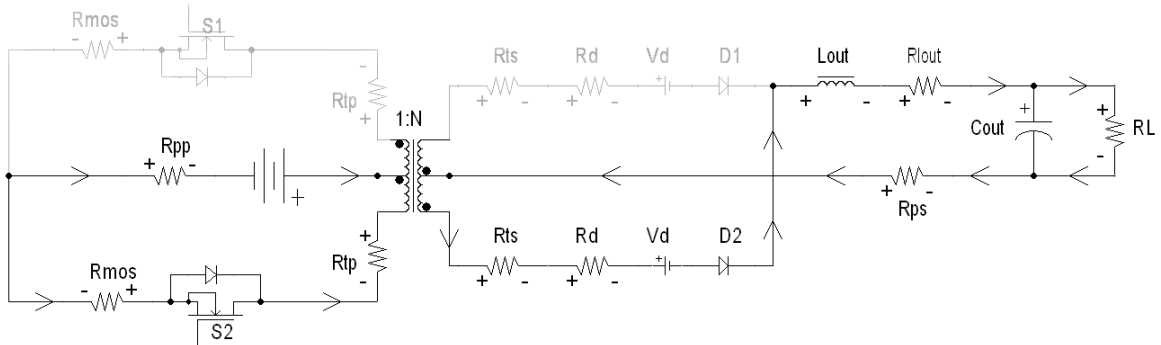


Figura 30 Convertidor Push-Pull en el estado 3

A partir del circuito de la Figura 30 se obtienen las ecuaciones (32) y (33)

$$V_{in} = I_{in}R_p - V_{lm} \quad (32)$$

$$-NV_{lm} = -I_{out}R_s - V_d - V_{lout} - V_{out} \quad (33)$$

Reemplazando (32) en (33) y despejado el voltaje de la inductancia de salida se obtiene la ecuación (34)

$$(NV_{in} - NI_{in}R_p - I_{out}R_s - V_d - V_{out})((1 + D) - 1)T = V_{lm} \quad (34)$$

8.1.3.4 Función de transferencia

A partir de las ecuaciones (29) y (34) se concluye que los estados 1 y 3 son iguales. Como ya se había mencionado los estados 2 y 4 también son iguales, por lo tanto se puede hacer balance de voltios por segundo sobre la inductancia en los estados 1 y 2. Luego se multiplica por 2. Luego se multiplica por 2 como se muestra en la ecuación (35)

$$2(NV_{in} - NI_{in}R_p - I_{out}R_s - V_d - V_{out})DT + 2(-V_{out} - V_d - R'_s)(1 - D)T = 0 \quad (35)$$

La ecuación (35) se encuentra expresada en términos de voltajes y corrientes pero, es necesario que estén sólo en términos de voltaje para eso se usan las ecuaciones (36) y (37).

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_L} \quad (36)$$

$$I_{in} = \frac{V_{out} + N}{R_L} \quad (37)$$

Reemplazando (36) y (37) en (35) y despejando se obtiene la ecuación (38)

$$V_{out} = -\frac{2R_L(V_d - DNV_{in})}{DR_pN^2 + DR_s - DR'_s + R_L + R'_s} \quad (38)$$

Finalmente despreciando el voltaje del diodo de la ecuación (38) se llega la función de transferencia (39)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{2R_L(ND)}{DR_pN^2 + DR_s + DR'_s + R_L + R'_s} \quad (39)$$

8.1.4 Análisis

A partir de las funciones de transferencia obtenidas en las ecuaciones (13), (26), y (39) se puede observar son muy similares. A partir de los esquemáticos se puede concluir que la principal diferencia entre las 3 topologías se encuentra en la etapa de entrada, ya que el filtro de salida, el filtro de entrada (que no se encuentra representado en los esquemáticos) y la etapa de rectificación son iguales para los 3 casos ya que deben funcionar bajo los mismos parámetros de voltaje y corriente.

Sin embargo se pueden apreciar diferencias en las tolerancias de los transistores. En el caso de la topología Full-Bridge cada interruptor debe soportar un voltaje V_{ds} de igual proporción al voltaje de alimentación de las baterías, de igual forma por cada interruptor circula la misma corriente de entrada. Para la topología Half-Bridge cada interruptor debe soportar un voltaje V_{ds} del mismo valor del voltaje de alimentación de las baterías, sin embargo debido a los condensadores de entrada por cada interruptor circula el doble de la corriente de entrada. Adicionalmente para obtener el mismo voltaje de salida de las otras dos topologías es necesario disponer de un transformador con el doble de relación de vueltas. Finalmente en la topología Push-Pull cada interruptor debe soportar un voltaje V_{ds} del doble del valor de la fuente de alimentación debido al voltaje reflejado en los primarios del transformador y por cada interruptor debe circular la corriente proporcionada por la fuente de alimentación.

8.2 Anexo 2: Cálculos de los filtros de entrada y salida.

Los filtros de entrada y salida son filtros pasivos pasa bajos de segundo orden tipo LC como se muestra en la Figura 31. Estos filtros tienen dos funciones que son: primero, evitar que a la salida se vea un voltaje conmutado y segundo, limitar el rizado de corriente permitido en la entrada.

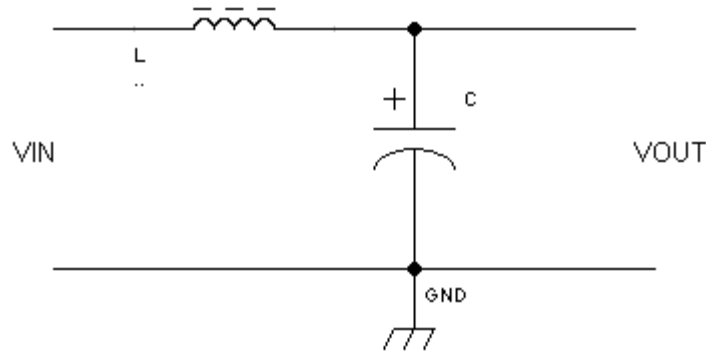


Figura 31 Filtro LC

Los cálculos de los filtros se hacen teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación es de 80 kHz y el ciclo útil máximo en el peor de los casos del 50%. Todos los cálculos se hacen usando el SI (Sistema Internacional de Medidas)

8.2.1 Filtro de entrada

El filtro de entrada se diseña bajo las siguientes especificaciones:

- Rizado de voltaje en el condensador $\Delta V_{cin} = 2\text{ V}$ por criterio de diseño.
- Rizado de corriente en la inductancia $\Delta I_{lin} = 1\text{ A}$. Este valor se toma del máximo rizado permitido por las baterías
- Frecuencia de corte en 8 kHz equivalente a una década antes de la frecuencia de conmutación de los transistores.

8.2.1.1 Dimensionamiento de los componentes del filtro de entrada

El ensamblado la inductancia de entrada se hace usando un núcleo de ferrita ETD-59-3F3.

El cálculo de la inductancia de entrada se hace teniendo en cuenta la variación de voltaje ΔV_l sobre la inductancia. Uno de los terminales de la inductancia se encuentra conectado a las baterías cuyo voltaje se puede considerar como constante, El otro terminal se encuentra conectado al condensador de entrada cuya variación de voltaje es de 2 V , fijados por criterios de diseño. Por lo tanto el rizado de voltaje sobre la inductancia es igual a de 2 V . Por especificaciones se tiene que el rizado de corriente sobre la inductancia no puede superar 1 A para prolongar la vida útil de las baterías. Con esta información es posible calcular el valor de la inductancia de entrada usando la fórmula (40)

$$L = \frac{V_l * T_{onmax}}{\Delta I} \quad (40)$$

Donde L_{out} es el valor de la inductancia, V_l es el voltaje que cae sobre la inductancia, T_{onmax} es el tiempo máximo de conducción, dependiente de la frecuencia de conmutación y del ciclo útil máximo permitido, y ΔI es el máximo rizado de corriente permitido en la inductancia.

Reemplazando los valores en la ecuación (40) se obtiene el valor de la inductancia.

$$L = \frac{2 * 0.5 * 1.25 * 10^{-5}}{1} = 12.5 \mu H \quad (41)$$

El cálculo del condensador de entrada se hace fijando el rizado de corriente $\Delta I_c = 14 A$ por criterio de diseño. La variación de voltaje del condensador también se fijó por criterio de diseño como se especificó anteriormente. Para calcular el valor del condensador se usa la ecuación (42)

$$\frac{\Delta V}{V_0} = \frac{1 - D_{max}}{8 * L * C * f_s^2} \quad (42)$$

Donde $\Delta V/V_0$ la variación de voltaje permitida dividida entre el voltaje deseado en el condensador, D_{max} es el ciclo útil máximo fijado, f_s es la frecuencia de conmutación, L la inductancia calculada anteriormente y C es el valor del condensador que se desea calcular.

Reemplazando los valores en la ecuación (42) se obtiene el valor del condensador

$$\frac{2}{55} = \frac{1 - 0.5}{8 * 12.5 * 10^{-6} * C * (80 * 10^3)^2} \quad C \approx 21.5 \mu F \quad (43)$$

Con los valores de inductancia y condensador es posible calcular la frecuencia del filtro usando la ecuación (44)

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_{out} * C_{out}}} \quad (44)$$

Reemplazando los valores obtenidos en (41) y (43) en (44) se tiene la frecuencia de corte.

$$\frac{1}{2 * \pi * \sqrt{12.5 * 10^{-6} * 21.5 * 10^{-6}}} \approx 9.7 \text{ kHz} \quad (45)$$

Sin embargo no cumple con el criterio de la frecuencia de corte, por lo tanto se puede aumentar el valor de cualquiera de los dos componentes. Se escoge aumentar el condensador a $50 \mu F$ para cumplir con las especificaciones.

8.2.1.2 Construcción de la inductancia de entrada

Una vez conocido el valor de la inductancia (41) se debe conocer la energía que debe almacenar el núcleo. Para dar un margen de seguridad y evitar que se sature la inductancia se toma un valor pico de 14 A. El cálculo de la energía se hace usando la ecuación (46).

$$W = \frac{L * I_{pico}^2}{2} \quad (46)$$

Donde W es la energía que se debe almacenar, L es el valor de la inductancia y I_{pico} es la corriente pico máxima que va a circular por la inductancia.

Reemplazando los valores en la ecuación (46) se obtiene el de la energía a almacenar.

$$W = \frac{12.5 * 10^{-6} * 14^2}{2} = 2.45 \text{ mJ} \quad (47)$$

De la ecuación (47) obtiene que el núcleo debe almacenar una energía de 2.45 mJ , sin embargo este no esta en la capacidad de almacenar esta cantidad. Por esta razón es necesario calcular el tamaño del gap que se debe introducir en el circuito magnético para almacenar dicha cantidad de energía. Para esto se usa la ecuación (48) tomada de [9].

$$l_g = \frac{2 * \mu_0 * W}{B_{max}^2 * A_e} - \frac{l_e}{\mu_e} \quad (48)$$

Donde l_g es la longitud total del gap, μ_0 es la permeabilidad del vacío, W es la energía que se debe almacenar. De las especificaciones del núcleo se toman los siguientes parámetros B_{max} es el flujo magnético máximo que permite el núcleo, A_e es el área efectiva del núcleo, l_e es la longitud efectiva del núcleo y μ_e es la permitividad relativa del núcleo.

Reemplazando los valores en la ecuación (48) se obtiene la longitud mínima del gap.

$$l_g = \frac{2 * 4 * \pi * 10^{-7} * 2.45 * 10^{-3}}{0.2^2 * 368 * 10^{-6}} - \frac{139 * 10^{-3}}{1680} \approx 335.6 * 10^{-6} \text{ m} \quad (49)$$

De la ecuación (49) se llega al resultado que es necesario introducir un gap con una longitud mínima de $335.6 \mu\text{m}$ en el circuito magnético pero, adicionar un gap altera el factor de inductancia del circuito por lo tanto es necesario calcular el nuevo valor para determinar el número mínimo de vueltas de necesario para lograr el valor correcto de inductancia. Para hallar el nuevo valor de A_l se debe hallar la reluctancia total del circuito magnético que es la suma de las reluctancias del gap y del núcleo como se muestra en la ecuación (50) tomada de [9].

$$A_{l1} = \frac{10^9}{\mathcal{R}_{core} + \mathcal{R}_{gap}} \quad (50)$$

Para calcular la reluctancia total del circuito magnético es necesario calcular la reluctancia del gap usando la ecuación (51) tomada de [9] y la reluctancia del núcleo usando la ecuación (53) tomada de [9]

$$\mathcal{R}_{gap} = \frac{l_g}{\mu_0 * A_e} \quad (51)$$

Donde l_g es la longitud del gap, μ_0 es la permeabilidad del vacío y A_e es el área efectiva del núcleo.

Reemplazando los valores en la ecuación (50) se obtiene la reluctancia del gap

$$\mathcal{R}_{gap} = \frac{335.3 * 10^{-6}}{4 * \pi * 10^{-7} * 840 * 10^{-6}} \approx 317.65 * 10^3 \text{ H}^{-1} \quad (52)$$

$$\mathcal{R}_{core} = \frac{l_e}{\mu * A_e} \quad (53)$$

Donde l_e es la longitud efectiva del núcleo, μ es la permeabilidad absoluta del material, que es equivalente a la permeabilidad relativa del material multiplicada por la permeabilidad del vacío, y A_e es el área efectiva del núcleo.

Reemplazando los valores en la ecuación (53) se obtiene la reluctancia del núcleo.

$$\mathcal{R}_{core} = \frac{139 * 10^{-3}}{178.915 * 10^{-3} * 368 * 10^{-6}} \approx 178.915 * 10^3 H^{-1} \quad (54)$$

Reemplazando los valores obtenidos en (52) y (54) en (51) se obtiene el nuevo factor de inductancia del circuito magnético

$$A_{l1} = \frac{10^9}{178.915 * 10^3 + 317.65 * 10^3} \approx 2014 \frac{nH}{vueltas^2} \quad (55)$$

Con el valor de A_{l1} y la ecuación (56) se puede obtener la cantidad de vueltas necesarias para construir la inductancia.

$$A_{l1} = \frac{L * 10^9}{N^2} \quad (56)$$

Donde A_{l1} es el factor de inductancia encontrado previamente, L es la inductancia que se desea calcular y N es el número de vueltas que se deben dar en el núcleo.

Reemplazando los valores obtenido en (41) y (55) en (56) se obtiene el número de vueltas necesarias que se deben dar para lograr el valor de inductancia con el gap calculado en (41)

$$N = \sqrt{\frac{10 * 10^{-6} * 10^9}{3762}} \approx 2.2 \quad (57)$$

8.2.2 Filtro de salida

El filtro de entrada se diseña bajo las siguientes especificaciones:

- Rizado de voltaje en el condensador $\Delta V_{cin} = 2 V$ equivalente al 1% especificado en las objetivos
- Rizado de corriente en la inductancia $\Delta I_{lin} = 0.2 A$. Equivalente al 10% de la corriente de salida, escogido por criterio de diseño.
- Frecuencia de corte en $10 Hz$ para atenuar la frecuencia de $120 Hz$ que pide el inversor que se conectará a la salida del convertidor.

Los pasos para el diseño de este filtro son iguales a los del filtro de entrada por lo tanto los cálculos no se harán paso a paso como en el caso anterior. Pero en este caso se usa un núcleo U93-76-30-3C90 cuyas características y dimensiones son distintas.

8.2.2.1 Dimensionamiento de los componentes del filtro de salida

Usando la ecuación (40) y teniendo en cuenta que sobre la inductancia va a existir un rizado de 200 V se llega a la ecuación (58)

$$L = \frac{200 * 0.5 * 1.25 * 10^{-5}}{0.2} = 6.25 \text{ mH} \quad (58)$$

Usando la ecuación (42) y el valor de inductancia hallado anteriormente en la ecuación (58) se obtiene la ecuación (59)

$$\frac{2}{200} = \frac{1 - 0.5}{8 * 12.5 * 10^{-6} * C * (80 * 10^3)^2} \quad C \approx 78.1 \mu F \quad (59)$$

Reemplazando los valores obtenidos en (58) y (59) en (44) se obtiene (60)

$$\frac{1}{2 * \pi * \sqrt{12.5 * 10^{-6} * 21.5 * 10^{-6}}} \approx 455.6 \text{ Hz} \quad (60)$$

Con estos parámetros no se cumple con las especificaciones de la frecuencia de corte por lo tanto es necesario incrementar los valores de los componentes. El valor de la inductancia se lleva a 12.7 mH y el valor del condensador se lleva a 20 mF, con estos valores se satisface la frecuencia de corte. Como se muestra en (61)

$$\frac{1}{2 * \pi * \sqrt{12.7 * 10^{-3} * 20 * 10^{-3}}} \approx 9.87 \text{ Hz} \quad (61)$$

8.2.2.2 Construcción de la inductancia de salida

Con el valor encontrado en (61) y tomando la corriente pico que circula por la inductancia como 2.2 A, para dar un margen de seguridad y evitar que se sature la inductancia, se puede usar la ecuación (46) para encontrar la energía que se necesita almacenar en núcleo como se muestra en la ecuación (62)

$$W = \frac{12.7 * 10^{-3} * 2.2^2}{2} \approx 30.7 \text{ mJ} \quad (62)$$

Nuevamente es necesario calcular la longitud del gap para que el núcleo pueda almacenar la energía requerida para esto se usa la ecuación (48). El resultado se puede ver en la ecuación (63)

$$l_g = \frac{2 * 4 * \pi * 10^{-7} * 30.7 * 10^{-3}}{0.2^2 * 840 * 10^{-6}} - \frac{354 * 10^{-3}}{2200} \approx 2.14 * 10^{-3} \text{ m} \quad (63)$$

Se usan las ecuaciones (51) y (53) para calcular la reluctancia del gap y del núcleo respectivamente, así se obtiene la reluctancia total del circuito magnético y reemplazando en (50) se conoce el factor de inductancia con el gap calculado como se muestra en (66)

$$\mathcal{R}_{gap} = \frac{2.14 * 10^{-3}}{4 * \pi * 10^{-7} * 840 * 10^{-6}} \approx 2.07 * 10^6 H^{-1} \quad (64)$$

$$\mathcal{R}_{core} = \frac{354 * 10^{-3}}{2.764 * 10^{-3} * 840 * 10^{-6}} \approx 152.44 * 10^3 H^{-1} \quad (65)$$

$$A_{l1} = \frac{10^9}{2.07 * 10^6 + 152.44 * 10^3} \approx 450 \frac{nH}{vuelta^2} \quad (66)$$

Finalmente se calcula el número de vueltas usando la ecuación (56)

$$N = \sqrt{\frac{12.7 * 10^{-3} * 10^9}{450}} \approx 168 \quad (67)$$

8.2.3 Dimensionamiento del alambre

El embobinado de las dos inductancias se hace usando cable Litz, esto se hace con el fin de reducir el efecto pelicular en los conductores, lo que permite tener un conductor más delgado con la misma corriente. Adicionalmente, este tipo de alambre tiene una resistencia de conducción menor a un alambre convencional, lo que ayuda a reducir las pérdidas por condición y por ende a mejorar la eficiencia del convertidor.

El cable Litz utilizado es equivalente en área a un alambre AWG (American Wire Gauge) 16 que tiene una área transversal de 1.291 mm^2 . Para el cable Litz se toma una densidad de corriente de 6 A/mm^2 conocidos estos valores y las corrientes de entrada y salida se pueden calcular el área necesaria para conducir la corriente como se muestra en la formula (68)

$$A = \frac{I_{RMS}}{J} \quad (68)$$

Donde A es el área requerida, I_{RMS} es la corriente RMS que circula por el conductor y J es la densidad de corriente del conductor.

La corriente máxima que circula por la inductancia de entrada es de 14 A . Reemplazando los valores en (68) se obtiene la ecuación (69). Como se necesita un área de 2.3 mm^2 este embobinado se hace usando dos alambres Litz en paralelo.

$$A = \frac{14}{6} \approx 2.3 \text{ mm}^2 \quad (69)$$

Se realiza el mismo procedimiento anterior para calcular el área necesaria del conductor de salida y se obtiene la ecuación (70). Para este embobinado basta con un solo conductor

$$A = \frac{2.2}{6} \approx 0.37 \text{ mm}^2 \quad (70)$$

8.3 Anexo 3: Cálculos del transformador.

El transformador es un dispositivo eléctrico que trasfiere energía de un circuito a otro por medio de inducción magnética. Los transformadores se usan para aumentar o reducir el voltaje de entrada. Adicionalmente proporcionan aislamiento galvánico lo que permite que cada uno de los circuitos conectados al transformador tenga una tierra distinta. Por medio del aislamiento galvánico se pueden evitar descargas de corriente a través del cuerpo de una persona una característica deseada en este tipo de convertidores.

Se desea que el transformador tenga una elevación de 1: 10. Para hacer el ensamble se usa un núcleo de ferrita E80/38/20-3f3.

Para el cálculo del transformador se parte del hecho que la corriente pico máxima a la salida es de 2.2 A como se estableció en 8.2.2. Con esta información y con la relación de vueltas se sabe que la corriente pico del primario es de 22 A como se muestra en la ecuación (71).

$$I_{picoPrim} = I_{picoout} * 10 = 22 A \quad (71)$$

Para la construcción del transformador se debe conocer el valor de la inductancia de magnetización del transformador. Para esto se usa la ecuación (72).

$$L_{mag} = \frac{V_{prim} * T_{on}}{I_{mag}} \quad (72)$$

Donde L_{mag} , es el valor de la inductancia de magnetización, V_{prim} es el voltaje del primario del transformador, T_{on} es el tiempo máximo de encendido, que depende de la frecuencia y el ciclo útil, y I_{mag} es la corriente que circula por la inductancia de magnetización.

Por criterio de diseño se establece que por la inductancia de magnetización del transformador va a circular una corriente equivalente al 5% de la corriente del primario. Reemplazando los valores en la ecuación (72) se obtiene la ecuación (73)

$$L_{mag} = \frac{55 * 0.4 * (80 * 10^3)^{-1}}{0.05 * 22} = 250 \mu H \quad (73)$$

Una vez conocido este valor, tomando los parámetros de las hojas de especificaciones del núcleo y usando la ecuación (56) se puede calcular el número mínimo de vuelta que se debe dar en el primario. Como se muestra en la ecuación (74)

$$N = \sqrt{\frac{250 * 10^{-6} * 10^9}{4590}} \approx 7.4 \quad (74)$$

Por razones de construcción se aproxima este número a 8 vueltas, con este número se puede determinar que el número de vueltas del secundario es de 80. Eso se puede confirmar usando la formula (75) por medio de flujo.

$$\Phi = \int_{t_0}^{t_0+T} V(t)dt = \int_0^{5\mu s} 40 dt = 200 \mu Wb \quad (75)$$

Partiendo del flujo magnético encontrado en (75) y reemplazando en (76) se puede obtener el número mínimo de vueltas que se debe dar en el primario como se muestra en (77)

$$N = \frac{\Phi}{2 * B_{max} * A_e} \quad (76)$$

Donde Φ es el flujo magnético, B_{max} es el flujo magnético máximo permitido por el núcleo y A_e es el área efectiva del núcleo.

$$\frac{200 * 10^{-6}}{2 * 0.2 * 3.92 * 10^{-4}} \approx 1.8 \quad (77)$$

Comprobado esto se puede asegurar que el transformador no se va a saturar con la corriente que va a circular por él.

El dimensionamiento del alambre se hace de la misma manera que se hizo en 8.2.3 una corriente RMS de 14 A, se obtiene un resultado exactamente igual al obtenido en (69). Es decir que el embobinado primario se hace con dos alambres Litz. Para el secundario se realiza el mismo procedimiento y se obtiene un resultado igual a (70) por lo tanto este embobinado se hace con un solo cable Litz.

Aprovechando que solo se necesita una capa de primario y tienen varias capas de secundario, se decide usar una técnica de embobinado en la cual se embobinan la mitad de las capas del secundario, luego se embobina el primario y finalmente se embobinan las capas restantes del secundario como se muestra en Figura 32. Los secundarios se representan con los círculos negros y el primario se representa con los círculos rojos. Esto permite lograr un mejor factor de acople entre los embobinados lo cual reduce las inductancias de pérdidas y por lo tanto se mejora la eficiencia.

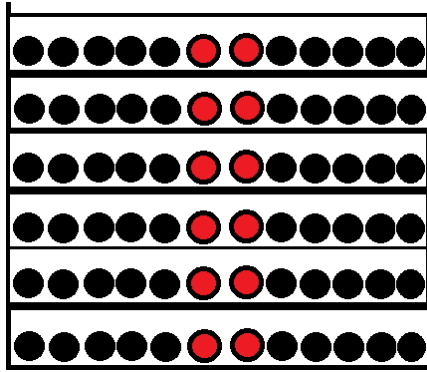


Figura 32 Metodo de embobinado

Como se trabajan dos secundarios con tap central, se debe garantizar que estos sean lo más similares posibles en resistencia e inductancia por esta razón los dos secundarios se hacen en simultaneo usando dos cables en paralelo.

8.4 Drivers y amplificador aislado.

8.4.1 Driver IR2110

Para lograr que los MOSFET conmuten se necesita de un dispositivo capaz de suministrar suficiente la corriente por Gate para que estos conmuten correctamente a la frecuencia seleccionada. Estos dispositivos reciben el nombre de drivers. Para esta aplicación se seleccionó el driver IR2110, al driver llegan dos señales de control a lo pines HIN y LIN los cuales controlan las salidas de corriente alta y baja respectivamente. La configuración típica de este dispositivo se muestra en la Figura 33 tomada de [10]

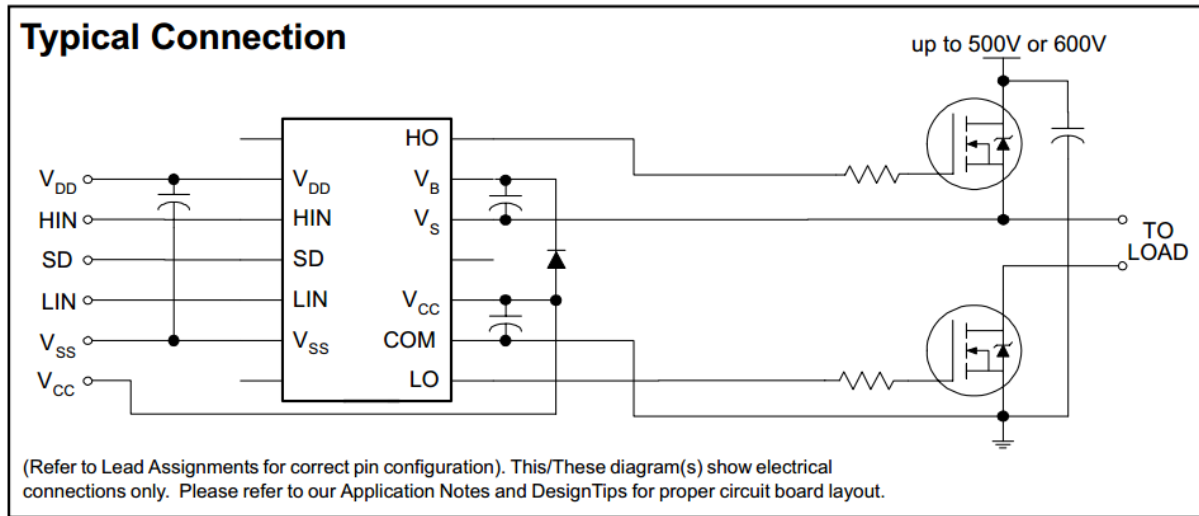


Figura 33 Conexión del driver IR2110

De este circuito se deben calcular las resistencias de Gate de los transistores y el condensador de Bootstrap que es el condensador entre los pines V_s y V_b . Para realizar estos cálculos se necesitan conocer las características del driver IR2110 y de los MOSFET IRF540N, así como el voltaje de alimentación de los drivers y la frecuencia a la que se desea conmutar los interruptores. Los parámetros son los siguientes:

- Corriente máxima que es capaz de suministra el driver 2 A
- Voltaje de alimentación del driver 10 V
- Frecuencia de conmutación 80 kHz
- Carga total máxima sobre el Gate del MOSFET 71 nC

Para el cálculo de la resistencia se necesita saber la corriente deseada por el Gate. También se debe considerar que el tiempo de encendido debe ser mucho menor al tiempo de conmutación, por esta razón el diseño se ha calculado con un tiempo de encendido 100 menor al periodo de conmutación. El primer paso es calcular la corriente que debe suministrar al Gate para hacer que este conmute a la velocidad deseada. Usando la ecuación 78 se calcula la corriente mínima para cumplir este criterio.

$$i(t) = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \quad (78)$$

Donde $i(t)$ es la corriente, ΔQ es la carga del transistor y Δt es el tiempo de encendido. Reemplazando los valores en 78 se obtiene el resultado como se muestra en 79

$$i(t) = \frac{71 * 10^{-9}}{\frac{1}{100 * 80 * 10^3}} = 0.568 A \quad (79)$$

Conociendo este valor y el voltaje de alimentación se puede calcular la resistencia máxima por la cual va a circular esta corriente como se muestra en

$$R_{gate} = \frac{10 V}{0.568} \approx 17.6 \Omega \quad (79)$$

Sin embargo en el diseño se usa una resistencia de 8.2Ω ya que de esta manera se logra un encendido aún más rápido y todavía no se superan los $2 A$ máximos que entrega el driver.

Posteriormente se calcula el circuito de Bootstrap, este circuito es necesario ya que el MOSFET superior de la rama se encuentra flotante, es decir que no está referido a ningún voltaje. El circuito de Bootstrap consiste en un condensador que se carga por medio de un diodo. El condensador se encarga de mantener un voltaje de referencia mientras que el diodo evita que la corriente se devuelva. La carga del condensador debe ser rápida para garantizar una buena conmutación, es por esto que el diodo debe ser de conmutación rápida para este caso se usan diodos UF4005.

Se debe calcular el valor del condensador para esto se usa la fórmula 80 tomada de [10]

$$C \geq \frac{2(2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f}) + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f}}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \quad (80)$$

Donde Q_g es la carga del MOSFET, f es la frecuencia de conmutación, $I_{qbs(max)}$ es la mínima corriente circulante por el Bootstrap (despreciable), Q_{ls} es el nivel de carga mínimo por cada ciclo (típico $5 nC$), $I_{Cbs(leak)}$ es la corriente de fuga del Bootstrap (despreciable), V_{cc} es el voltaje de alimentación, V_f es el voltaje de conducción del diodo (aproximadamente $0.7 V$), V_{LS} es el voltaje Drain-Source del MOSFET bajo (aproximadamente $0.7 V$) y V_{min} es el voltaje entre V_s y V_b que es el voltaje del diodo.

Reemplazando los valores en 80 se llega al resultado mostrado en 81

$$C \geq \frac{2(2 * 71 * 10^{-9} + 5 * 10^{-9})}{10 - 0.7 - 0.7 - 0.7}; C \geq 39.2 nF \quad (81)$$

En el circuito final se usa un condensador de $1 \mu F$

Recomendaciones de conexión del circuito del IR2110:

El pin V_s debe ir conectado directamente al Source del MOSFET superior de igual manera el pin COM debe ir conectado directamente al Source del MOSFET inferior. Se debe garantizar que estos caminos sean lo más cortos posible para asegurar que el retorno de corriente no genere picos de voltaje en los Gate de los MOSFET. Se debe tener en cuenta que las resistencias de Gate también tienen que tener caminos cortos.

El esquemático del primario se muestra en la figura Figura 34

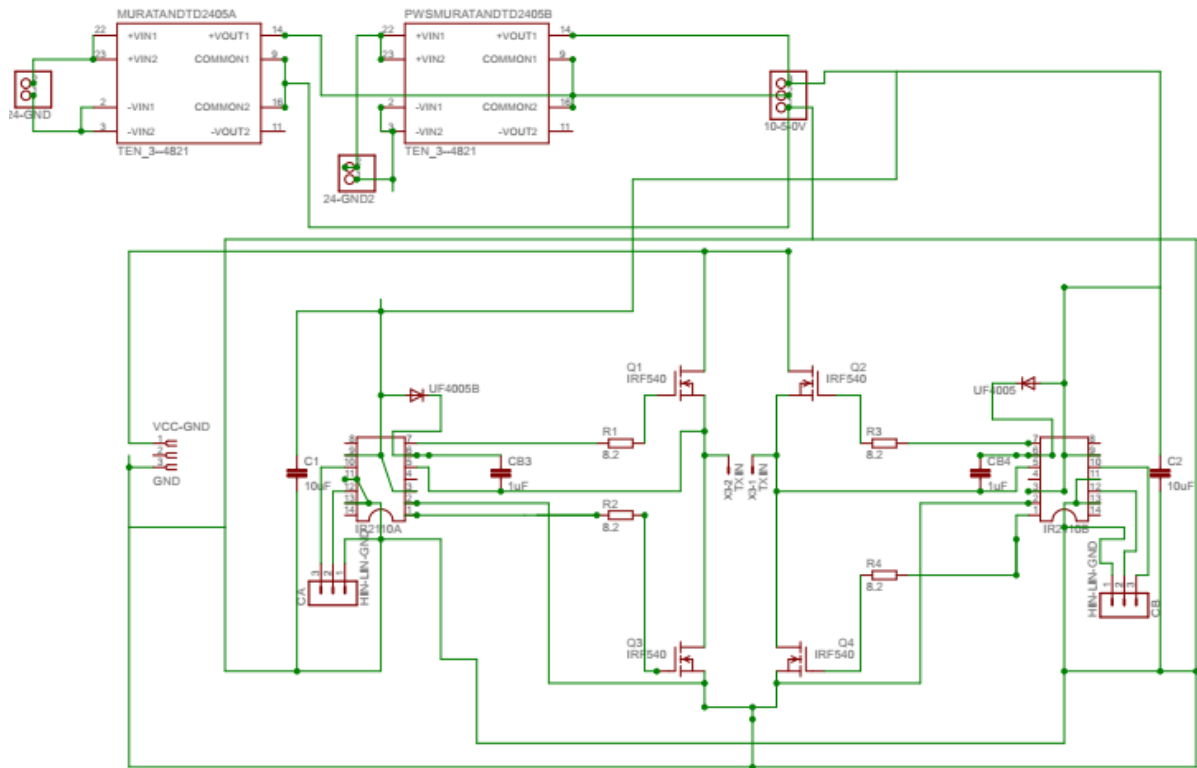


Figura 34 Esquemático del primario del convertidor Full-Bridge

8.4.2 Amplificador aislado

Para poder controlar el convertidor se necesita realizar una lectura del voltaje de salida sin embargo ya que el secundario se encuentra aislado, es decir tiene una tierra diferente al resto del circuito, no es posible realizar una medida directa. Por esta razón se usa un amplificador aislado que permita realizar la medida sin tener que interconectar las tierras. Se usa un amplificador ACPL-C87B, este tiene ganancia unitaria y salida diferencial, esto último permite realizar una lectura más precisa ya que agrega inmunidad a ruido en modo común.

Este amplificador se debe alimentar con dos fuentes diferentes de 5 V una para el lado del primario y otra para el lado del secundario. Debido a que el amplificador solo permite voltaje de entrada máximo de 2 V, se debe adecuar el voltaje de salida con una relación de 200: 1 usando un divisor resistivo. Del lado del primario se usa un amplificador integrador para reducir aún más el ruido de alta frecuencia adicionalmente este amplificador permite pasar de una señal diferencial a una señal single-ended. Para el integrador se usa un amplificador LM358 en la configuración mostrada en las hojas de especificaciones del ACPL-C87B [11]

Todo el circuito de medición de voltaje se muestra en la Figura 35.

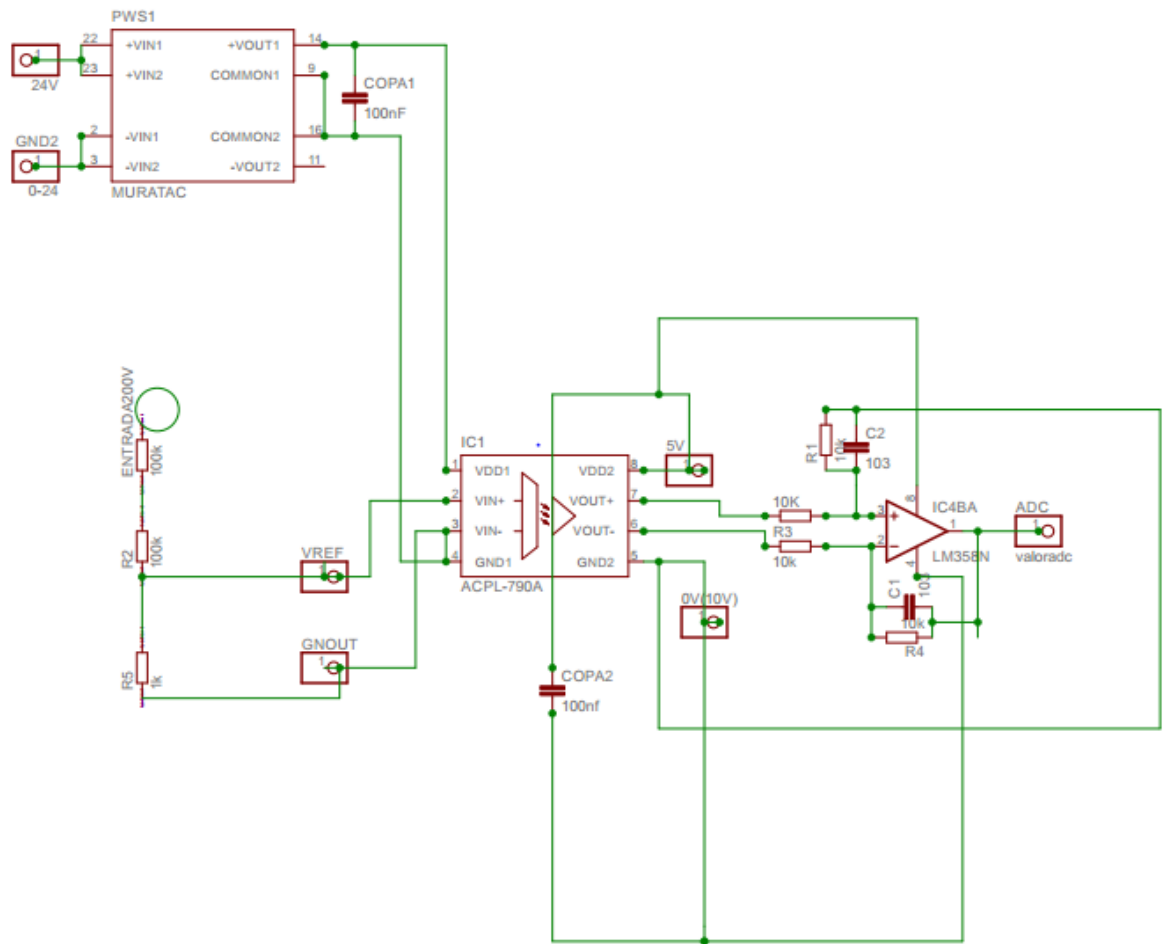


Figura 35 Circuito de medición de voltaje de solda

8.5 Control

El sistema de control del convertidor Full-Bridge se realizó usando un microcontrolador de marca Microchip modelo DSPIC30F4011. Para lograr encender los interruptores es necesario habilitar dos salidas de PWM desfasadas 180° una con respecto de la otra y a una frecuencia de 80 kHz y con el mismo ciclo útil.

Para poder controlar el voltaje de salida es necesario tomar muestras del voltaje a la salida del convertidor, ya que este voltaje es alto en comparación con los voltajes con los que trabaja el microcontrolador es necesario escalar el voltaje de salida. También se debe tener en cuenta que a la frecuencia a la que se toman las muestras influye considerablemente en el desempeño del control, por esta razón se decide muestrear a una frecuencia de 8 kHz . Esta frecuencia se escoge debido a que es un submúltiplo de la frecuencia de conmutación por lo tanto se puede asegurar que no van a existir problemas de sincronización que afecten el funcionamiento del control.

En caso de que el convertidor se encienda a máxima potencia se exige un cable de corriente muy alto a la entrada lo cual daña los transistores. Por esta razón el sistema de control también se implementó con un algoritmo que permite hacer un arranque suave. Para lograr esto dentro del microcontrolador se programa un algoritmo que va aumentando el valor de la referencia lentamente desde un valor bajo hasta la referencia requerida para lograr los 200 V de salida.

8.5.1 Caracterización de la planta

Antes de implementar el algoritmo del sistema de control es necesario conocer la función de transferencia del convertidor en estado estable. Para esto se puede aproximar el convertidor como un filtro LC y una resistencia de salida como se muestra en la Figura 36

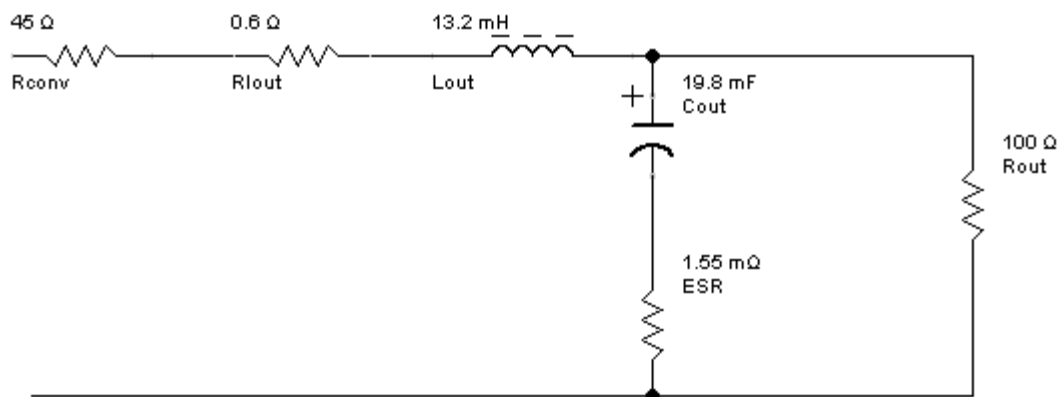


Figura 36 Representación de la planta

Donde R_{conv} es la resistencia de salida del convertidor, R_{lout} es la resistencia de salida de la inductancia de salida, L_{out} es la inductancia de salida del convertidor, C_{out} es el condensador de salida del convertidor, ESR es la resistencia serie del condensador de salida y R_{out} es la resistencia de carga.

Por medio de la transformada de Laplace se pasa el circuito al dominio S para poder encontrar la función de transferencia como se muestra en la ecuación 82.

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{\left(ESR + \frac{1}{sC_{out}}\right) R_{out}}{\left(ESR + \frac{1}{sC_{out}}\right) + R_{out}} \quad (82)$$

$$SL_{out} + R_{lout} + R_{conv} + \frac{\left(ESR + \frac{1}{sC_{out}}\right) R_{out}}{\left(ESR + \frac{1}{sC_{out}}\right) + R_{out}}$$

Reduciendo la expresión 82 y reemplazando los valores de los componentes se llega a la función de transferencia mostrada en 83

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{0.02851 s + 120}{0.039089 s^2 + 95.09 s + 160} \quad (83)$$

8.5.2 Sintonización del control

El control se sintonizó usando la herramienta PIDtool de Matlab. Partiendo de la función de transferencia hallada en 83 se hace una respuesta paso de la planta como se muestra en la Figura 37.

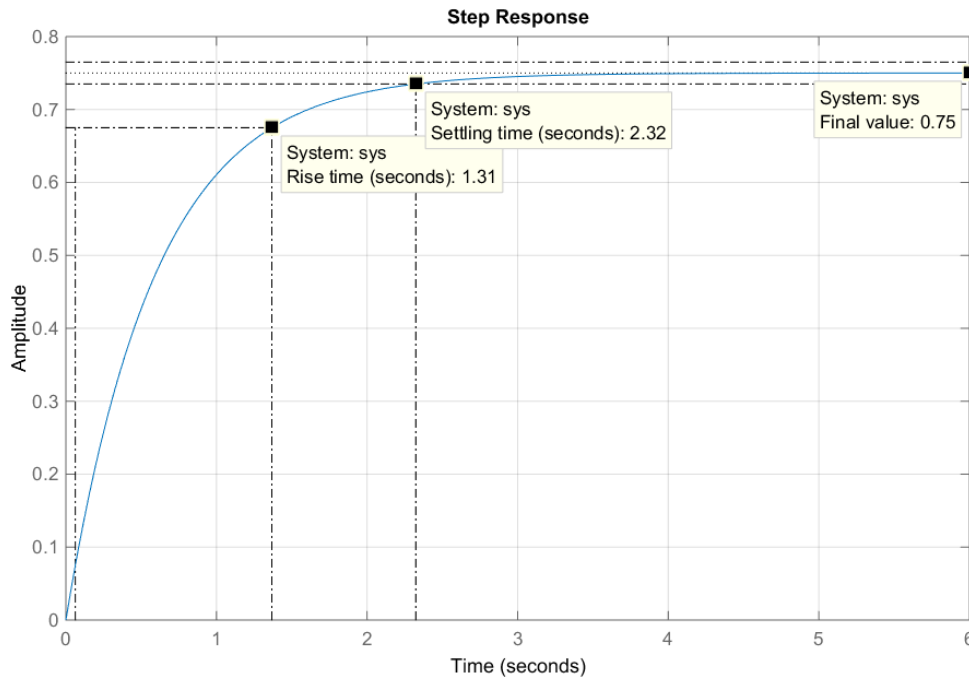


Figura 37 Respuesta paso de la planta

Debido al tiempo de respuesta de sistema el software recomienda implementar un control tipo PI con la función de transferencia mostrada en 84

$$\frac{s + 4.7}{s} \quad (84)$$

Una vez obtenido el controlador se hace una respuesta paso de la planta con realimentación, el resultado se muestra en la Figura 38

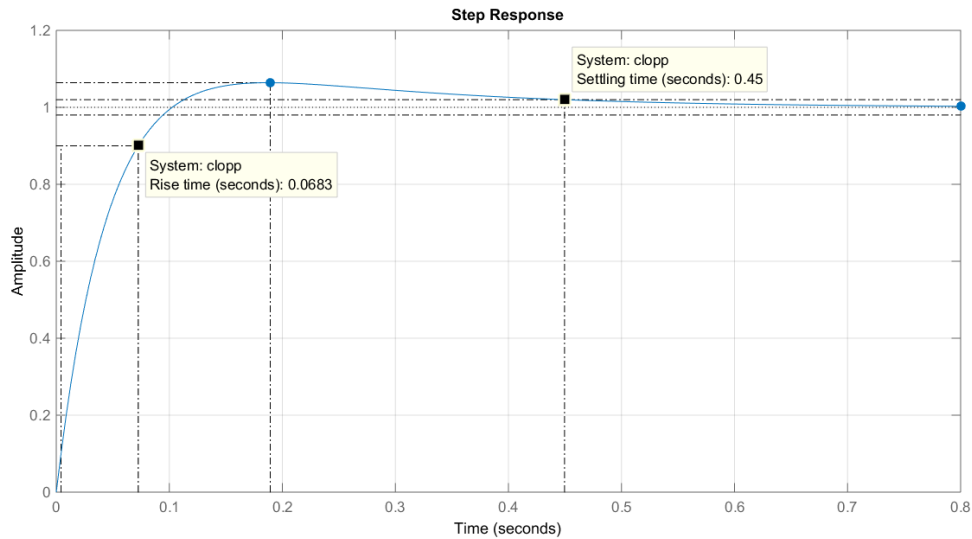


Figura 38 Respuesta paso de la planta con control

Como el microcontrolador trabaja en tiempo discreto es necesario pasar la función de transferencia del controlador encontrada en 84 a tiempo discreto. De esta manera se pueden calcular los valores de $k_p(t)$ y $k_i(t)$ cuyos valores son de 1 y 4.7 respectivamente. Se debe tener en cuenta que el convertidor tiene una ganancia de 20, este valor se obtiene de la función de transferencia hallada en la ecuación 13 si se desprecian todas las resistencias. Por esta razón las constantes se deben multiplicar por 20. Se debe mencionar que la constante $k_i(Ts)$, (en tiempo discreto) depende también de la frecuencia de muestreo. Los valores de ambas constantes en tiempo discreto se muestran en 85 y 86.

$$K_p(TS) = K_p(t) * 20 = 20 \quad (85)$$

$$K_i(TS) = 20 * K_i(t) * 1.25 * 10^{-4} = 11.75 * 10^{-3} \quad (86)$$

Sin embargo al momento de hacer la implementación se obtuvieron mejores resultados con los siguientes valores $K_p(TS) = 4$ y $K_i(TS) = 11.79 * 10^{-3}$

8.5.3 Código del microcontrolador

```
#include <xc.h>
#include <libpic30.h>
#include<math.h>
#include<p30F4011.h>

// Configuration settings
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & FRC_PLL16); // Fosc=16x7.5MHz, Fcy=30MHz
_FWDT(WDT_OFF); // Watchdog timer off
_FBORPOR(MCLR_DIS); // Disable reset pin
```

```

void __attribute__((interrupt, auto_psv)) _PWMInterrupt(void)
{
    // Reinicia la bandera del PWM1
    _PWMIF = 0;

    //Condicion para desfasar la salida 180° del pwmH1 y pmwL1.De esta manera los dos no
    estaran activos en el mismo momento.
    if (_POVD1H)
    {
        _POVD1H = 0;
        _POVD1L = 1;
    }
    else
    {
        _POVD1L = 0;
        _POVD1H = 1;
    }
}

unsigned int r_a_ch ( int canal)
{
    ADCHS = canal;          // Seleccione el canal solicitado
    ADCON1bits.SAMP = 1;    // Comienza el muestreo
    __delay32 (300);        // 1us retraso @ 30 MIPS
    ADCON1bits.SAMP = 0;    // Comienza la conversión
    while(!ADCON1bits.DONE); // En caso de tener 12 * Tad = 3.2us
    return ADCBUF0;
}

unsigned int limitador(int ciclo ){
    if (ciclo<1){
        return 1;
    }
    if (ciclo>230){
        return 230;
    }
    else{
        return ciclo;
    }
}

float limitadorefe (float ref ){
    // Condiciones para limitar la referencia y lograr un arranque suave sin sobrepasar
    nuestro punto de trabajo.
    if (ref < 0.01){
        return 0.1;
    }
    if (ref > 0.98){
        return 0.98;
    }
    else{
        return ref;
    }
}

int main(void)
{
    ADCON3bits.ADCS= 15;
    ADCON1bits.ADON=1; //ENCEDEMOS adc
    ADPCFGbits.PCFG1=0;//configures pin RB1 como análogo.
    ADPCFGbits.PCFG0=0; // configura pinRB0 como análogo.
    ADPCFGbits.PCFG3=0; //configura pinRB3 como análogo.
}

```

```

_TRISB1=1;//pin B1 como entrada analoga.
_TRISB0=1; //pin B0 como entrada analoga.
_TRISB3=1; //pin B3 Como entrada analoga.

    _PMOD1 = 1;    // habilita canal PWM1 en modo independiente.
    _PEN1H = 1;    // habilita PWM1H pin
    _PEN1L = 1;    // habilita PWM1L pin
    _POUT1L = 0;   // cuando PWM1L se desborde el contador, fijar salida a 0.
    _POUT1H = 0;   // cuando PWM1H se desborde el contador, fijar salida a 0.
    _POVD1L = 1;   // iniciar habilitado desborde PWM1L
    _POVD1H = 0;   // iniciar deshabilitado desborde PWM1H
    _OSYNC = 1;    // Sincronizar PWM con el timer1.
    _PWMIE = 1;    // habilitar interrupciones.
    _PTCKPS = 0;   // prescale=1:64 (0=1:1, 1=1:4, 2=1:16, 3=1:64)
    PTPER = 184;   // fijar frecuencia en 80 kHz.

    _PTEN = 1;    // Habilita base de tiempo PWM.

    PDC1= 5;      // el valor con el q inicia el ciclo util.

float ADCvalor1 = 0; // variable decimal donde almacenara lectura ADC

float ADCvalor=0;

float a,b,c; // constantes para el controlador PI sencillo.
float rt,et,it,dt,yt,ut,ito,eto; //variables para implementar el control.
int Ts; // periodo de muestreo .
ito=0; // valor integral inicial o anterior.
eto=0; // error anterior.
Ts=3750 ; // frecuencia de muestreo de 8 Khz. valor a 30 millones de instrucciones por
segundo.
a=4; //ganancia proporcional.
b=11.79/1000 ; // ganancia integral discreta.
c=0; // ganancia derivativa discreta.
rt=0.000; // referencia inicial.

float prox= 0.000005; // valor del paso para aumentar la referencia en el ciclo de
inicio.

float count = 0.000; // contador auxiliar para aumentar la refencia en el ciclo de
inicio.
    while(1){

        ADCvalor1= (r_a_ch(1)); // lectura canal 1-Corresponde al voltaje de sensado del
convertidor DC DC.

        rt= limitadorefe(count+prox); // Referencia limitada entre 0.000 hasta 0.98 en
aumentos del valor Prox.

        count= rt; // asignacion del valor siguiente en el contador.

yt= (ADCvalor1/1024)*5; // Calculo de el valor Del ADC canal 1.

et= rt-yt; // error de referencia.
it=(b*et)+ito; //calculo de la parte integral.
dt=c*(et-eto); // calculo de la parte derivativa.
ut=it+(a*et)+dt; // calculo de la salida de control uT.

```

```
if (ut >260){  
    ut = 260 ; // limitador de valor maximo del ciclo util.(aprox. 35%)  
}  
if (ut < 1){  
    ut= 1 ; // Valor limite inferior del ciclo util.  
}  
PDC1= ut; // asignacion del valor del ciclo util PWM1.  
ito=it; // nuevo valor error integral.  
eto=et; // nuevo error de referencia.  
__delay32(Ts); // periodo de muestreo para la espera de la siguiente lectura.  
  
}  
return 0;  
}
```

8.6 Potencia disipada por los transistores y cálculo del disipador.

Debido a las corrientes que se manejan por los interruptores es necesario calcular un disipador que mantenga la temperatura la juntura del transistor por debajo del máximo recomendado por el fabricante, sin embargo por criterio de funcionamiento se decide trabajar con una temperatura más baja, que no supere los 120 °C. De esta manera se garantiza que los transistores van a tener mayor tiempo de vida y que las características de la juntura no se van a ver afectadas.

Lo primero que se debe hacer es calcular la potencia disipada en los transistores tanto en conducción, como en conmutación. Para esto se usan las ecuaciones 87 y 88.

$$P_{on} = V_{ds} * I_{RMS} * f * T_{on} \quad (87)$$

Donde P_{on} es la potencia disipada por conmutación, I_{RMS} es la corriente RMS circulado por el transistor, f es la frecuencia y T_{on} es el tiempo de encendido. Por medio de esta ecuación se calcula la potencia disipada cada vez que el interruptor se enciende y se apaga

$$P_{cond} = I_{RMS}^2 * D_{max} * R_{on} \quad (88)$$

Donde P_{cond} es la potencia disipada por conducción, I_{RMS} es la corriente RMS circulado por el transistor, D_{max} es el máximo ciclo útil permitido y R_{on} es la resistencia de conducción del transistor cuando se encuentra encendido. Por medio de esta ecuación se calcula la potencia disipada durante los instantes en los que conduce el transistor.

En la Tabla 3 se muestran todas las características de los transistores así como los tiempos de encendido y apagado y los parámetros hallados previamente. También se muestra el coeficiente térmico mínimo del disipador para cada uno de los casos usando la ecuación 88.

$$R_d = \frac{T_j - T_a}{W} - R_{jc} \quad (88)$$

Donde R_d es el coeficiente de coeficiente térmico del disipador, T_j es la temperatura de la juntura del transistor fijada en un máximo de 120 °C por criterio de diseño, T_a es la temperatura ambiente máxima dentro del dispositivo fijada en 50 °C ya que la temperatura dentro del dispositivo es superior a la temperatura del recinto, W es la potencia que se necesita disipar y R_{jc} es el coeficiente de resistencia térmica de la juntura del transistor a el empaque.

A analizar los resultados obtenidos en la Tabla 3 se corroboran los datos obtenidos en numeral 4.3 donde la topología más eficiente es la Full-Bridge. El siguiente paso es seleccionar un disipador con un coeficiente térmico igual o menor al hallado por medio de los cálculos. Usando el buscador de Digi-key [8] se encontró un disipador de referencia C247-075-3VE de marca Ohmite con un coeficiente térmico de 2 °C/W usando un ventilador. Este disipador es un 30 % más pequeño que el usado, que fue tomado de una fuente de alimentación de 300 W para computador marca ISO modelo ISO-400, por lo tanto se puede suponer que el disipador usado tiene un mejor desempeño y que funciona para la aplicación.

	Push-Pull	Half-Bridge	Full-Bridge	unidades
Vds	84	42	42	Voltios
Mosfet	irf640N	irf540N	irf540N	
Resistencia de la junta al case	0.32	0.86	0.86	°C/W
Temperatura ambiente	50	50	50	°C
I RMS	13	26	13	Amperios
Temperatura de la junta	120	120	120	°C
Resistencia de conducción	0.15	0.044	0.044	Ω
Tiempo de conmutación	1.25E-05	1.25E-05	1.25E-05	Segundos
Frecuencia de conmutación	80000	80000	80000	Hz
Tiempo de encendido	5.00E-08	5.00E-08	5.00E-08	Segundos
Tiempo de apagado	6.25E-08	6.25E-08	6.25E-08	Segundos
Ciclo útil Máximo	0.32	0.35	0.32	
Perdidas en el encendido	4.37	4.37	2.18	W
Perdidas en el apagado	5.46	5.46	2.73	W
Perdidas por conducción	8.11	10.41	2.38	W
Numero de interruptores	2	2	4	
Potencia Total disipada	35.88	40.48	29.17	W
Coefficiente térmico del disipador	1.6309476	0.86938572	1.53939014	C°/W

Tabla 3 Perdidas en los transistores

8.7 Circuitos impresos.

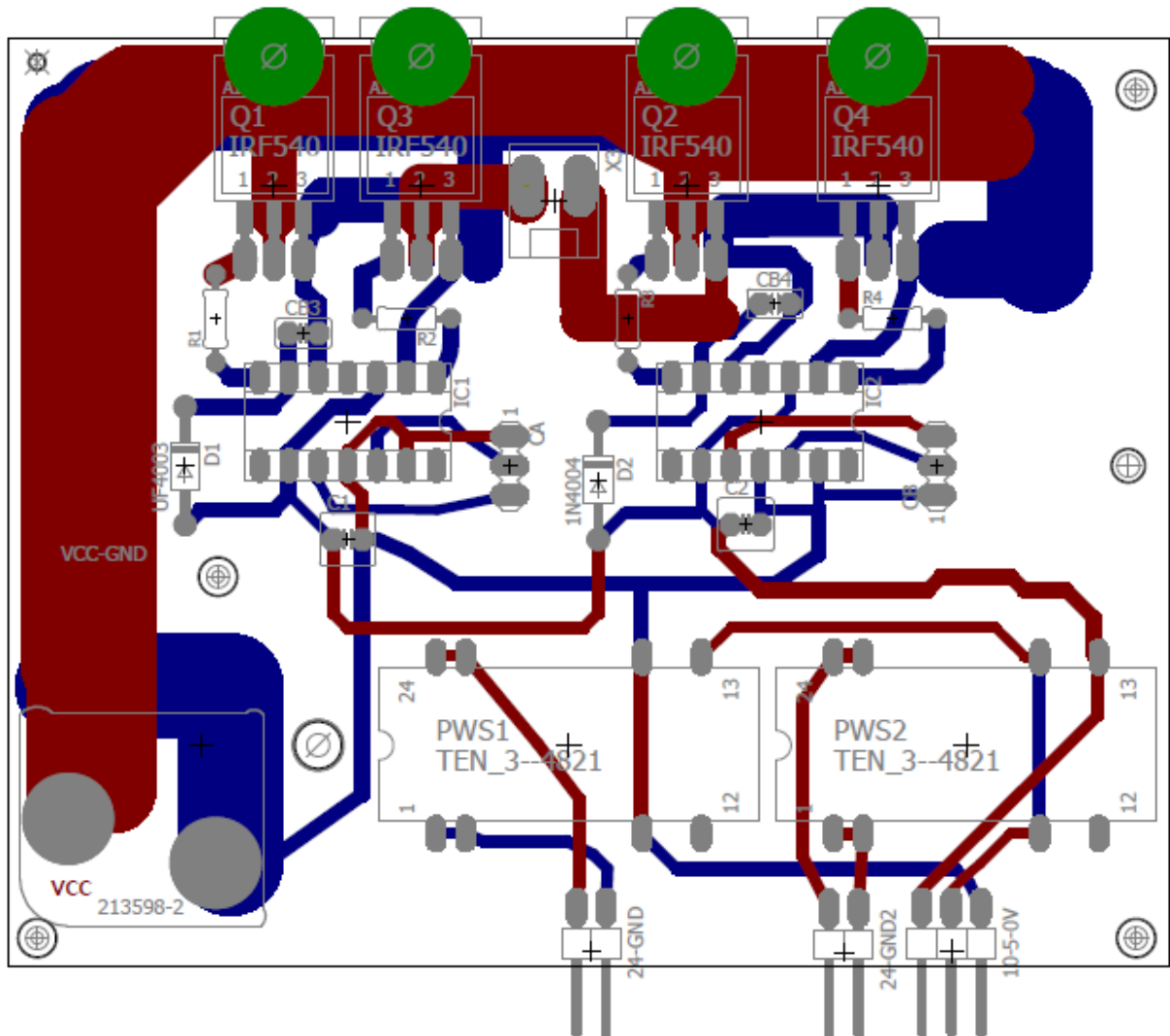


Figura 39 Impreso del circuito de potencia

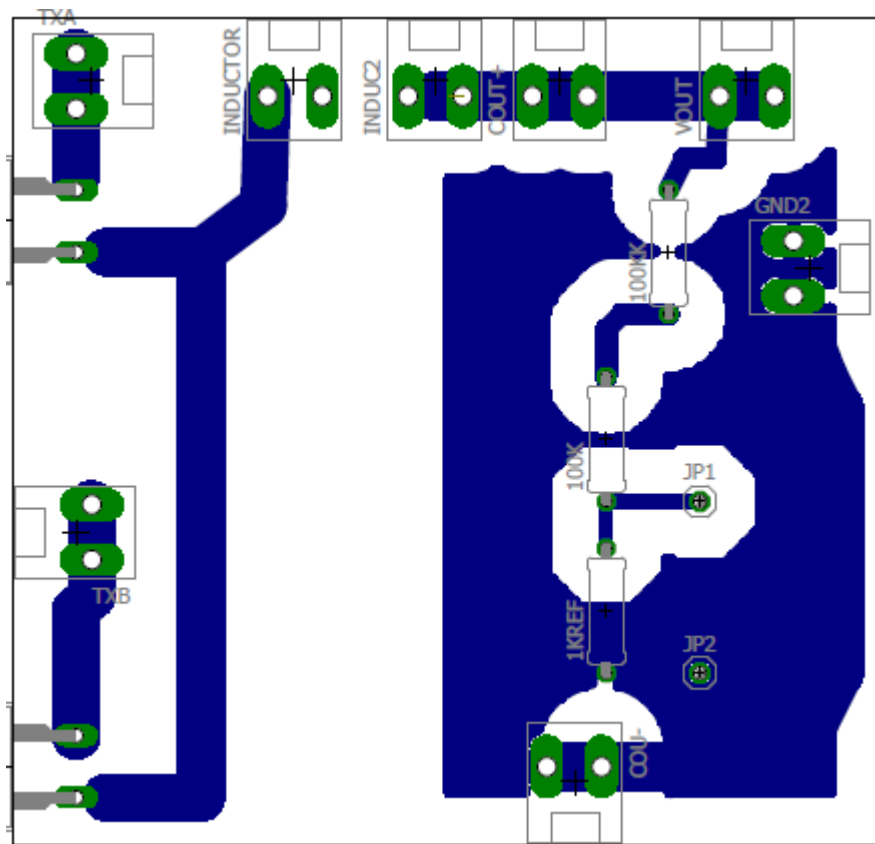


Figura 40 Impreso del circuito de rectificación

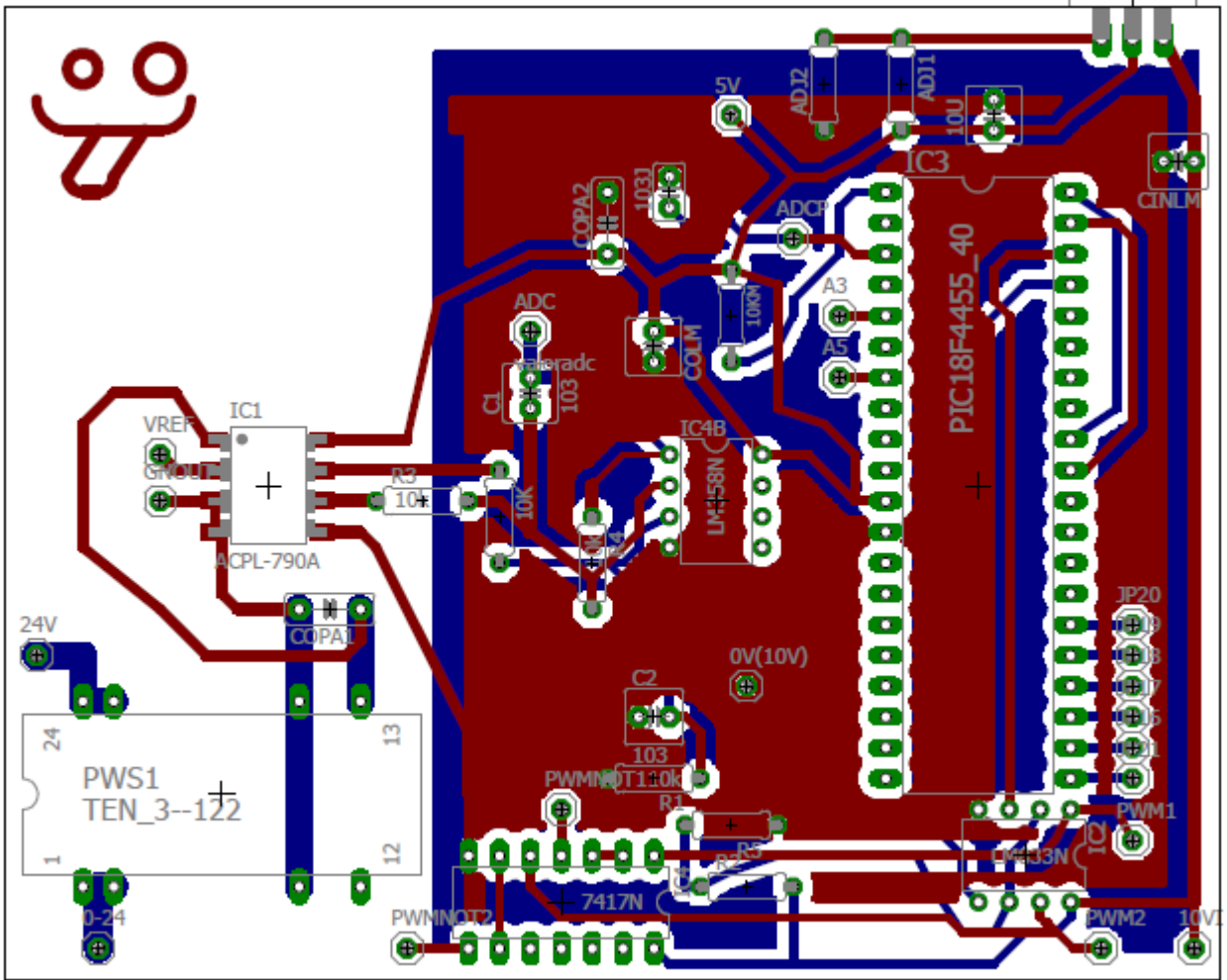


Figura 41 Impreso del circuito de control