

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



PROYECTO FIN DE CARRERA

I. T. I.: Electrónica Industrial

Diseño de un Inversor Monofásico Autónomo de Baja
Frecuencia Ajustable mediante Bus DC

AUTOR: Daniel Estrella Álvaro

TUTOR: Simón Rafael Dávila Solano

Leganes, 10 de Junio de 2009

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer especialmente a mi Familia por todo el apoyo y cariño brindado durante estos años de estudio. Gracias por su paciencia.

A mis amigos, Antonio, Agustín, Fran y Raúl por estar ahí, ayudándome cuando lo he necesitado.

A los profesores que me han ayudado en el desarrollo de este proyecto, entre ellos, mi tutor Simón Dávila y Jesús Quintero.

Y a todos aquellos que no aparecen, pero que me han tenido que padecer, sinceramente gracias.

ÍNDICE GENERAL

| | |
|---|-----------|
| 1. INTRODUCCIÓN..... | 1 |
| 1.1. Objetivos del proyecto | 2 |
| 1.2. Metodología | 4 |
| 1.3. Descripción de capítulos | 4 |
| 1.4. Limitaciones | 5 |
| 2. MARCO TEÓRICO | 6 |
| 2.1. Introducción a las fuentes conmutadas..... | 6 |
| 2.2. Inversores con modulación PWM | 8 |
| 3. DESCRIPCIÓN DE BLOQUES DEL SISTEMA..... | 12 |
| 3.1. Estudio del rectificador AC/DC | 12 |
| 3.1.1. Topologías Rectificadoras..... | 12 |
| 3.1.2. Filtros | 14 |
| 3.2. Estudio del convertidor DC/DC | 15 |
| 3.2.1. Topologías sin aislamiento galvánico | 16 |
| 3.2.2. Topologías con aislamiento galvánico | 18 |
| 3.2.3. Comparativa entre las diferentes topologías | 18 |
| 3.2.3.1. Convertidor Flyback..... | 18 |
| 3.2.3.2. Convertidor Forward | 20 |
| 3.2.3.3. Convertidor Push-pull | 22 |
| 3.2.3.4. Otros convertidores | 23 |
| 3.2.4. Métodos de control de convertidores DC/DC | 25 |
| 3.2.4.1. Control en lazo abierto | 25 |
| 3.2.4.2. Control en lazo cerrado | 26 |
| 3.2.4.2.1. Modo tensión..... | 26 |
| 3.2.4.2.2. Modo corriente | 27 |
| 3.3. Estudio del inversor DC/AC | 28 |
| 3.3.1. Topología Inversor Monofásico Medio Puente..... | 28 |
| 3.3.2. Topología Inversor Monofásico Puente Completo | 29 |
| 3.3.3. Modulación Senoidal de Anchura del Pulso (SPWM)..... | 30 |
| 3.3.3.1. SPWM Bipolar | 31 |
| 3.3.3.2. SPWM Unipolar | 33 |
| 3.3.3.3. Conclusiones | 34 |

| | | |
|-----------|---|------------|
| 3.3.4. | Parámetros de calidad..... | 34 |
| 3.3.5. | Red Snubber RCD..... | 36 |
| 3.3.6. | Salida del inversor..... | 37 |
| 4. | ANÁLISIS Y DISEÑO DEL INVERSOR | 41 |
| 4.1. | Diseño del Rectificador AC/DC..... | 41 |
| 4.1.1. | Topología Usada | 41 |
| 4.1.2. | Especificaciones..... | 41 |
| 4.1.3. | Cálculos previos y elección de componentes..... | 42 |
| 4.1.4. | Simulaciones de rectificador AC/DC..... | 43 |
| 4.2. | Diseño del Convertidor DC/DC reductor-elevador..... | 44 |
| 4.2.1. | Topología Usada | 44 |
| 4.2.2. | Especificaciones..... | 45 |
| 4.2.3. | Cálculos previos y elección de componentes..... | 46 |
| 4.2.4. | Simulaciones del convertidor DC/DC..... | 64 |
| 4.2.5. | Resultados experimentales | 67 |
| 4.3. | Diseño del inversor DC/AC | 68 |
| 4.3.1. | Topología Usada | 69 |
| 4.3.2. | Especificaciones..... | 69 |
| 4.3.3. | Cálculos previos y elección de componentes..... | 70 |
| 4.3.4. | Simulaciones del inversor DC/AC | 78 |
| 4.3.4.1. | Simulación PWM Bipolar | 78 |
| 4.3.4.2. | Simulación PWM Unipolar..... | 79 |
| 4.3.5. | Filtro LC..... | 81 |
| 4.3.6. | Resultados experimentales | 84 |
| 5. | CONCLUSIONES..... | 87 |
| | BIBLIOGRAFÍA..... | 89 |
| | ANEXOS | 90 |
| A. | PRESUPUESTO ESTIMADO DEL PROYECTO | 90 |
| B. | ESQUEMÁTICOS Y PLANOS DEL PCB..... | 95 |
| C. | CÁLCULO DE TEMPERATURAS..... | 100 |
| D. | HOJAS DE CATÁLOGO..... | 103 |
| E. | FOTOGRAFÍAS DEL DISEÑO | 129 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1.1: Esquema general de una fuente de alimentación electrónica | 1 |
| Figura 1.2: Conversiones de energía | 2 |
| Figura 1.3: Ángulo de pérdidas | 2 |
| Figura 1.4: Circuito equivalente del condensador | 3 |
| Figura 1.5: Montaje para la medición del ángulo de pérdidas | 3 |
| Figura 2.1: Aspecto de las fuentes conmutadas | 6 |
| Figura 2.2: Esquema representativo de una fuente conmutada | 7 |
| Figura 2.3: Puente inversor con circuito de control PWM | 8 |
| Figura 2.4: Modulación de un solo ancho de pulso | 9 |
| Figura 2.5: Modulación de varios anchos de pulso | 9 |
| Figura 2.6: Modulación senoidal del ancho de pulso | 10 |
| Figura 2.7: Control por desplazamiento de fase | 11 |
| Figura 3.1: Diagrama de bloques del inversor | 12 |
| Figura 3.2: Rectificador de media onda | 13 |
| Figura 3.3: Tensión de salida del rectificador de media onda | 13 |
| Figura 3.4: Rectificador de onda completa | 14 |
| Figura 3.5: Tensión de salida del rectificador de onda completa | 14 |
| Figura 3.6: Filtro capacitivo | 15 |
| Figura 3.7: Tensión de salida del filtro capacitivo | 15 |
| Figura 3.8: Esquema de los convertidores conmutados | 16 |
| Figura 3.9: Topología Buck | 16 |
| Figura 3.10: Topología Boost | 17 |
| Figura 3.11: Topología Buck/Boost | 18 |
| Figura 3.12: Topología Flyback | 19 |
| Figura 3.13: Topología Flyback con salidas múltiples | 20 |
| Figura 3.14: Topología Forward | 20 |
| Figura 3.15: Topología Forward con salidas múltiples | 21 |
| Figura 3.16: Topología Push-pull | 22 |
| Figura 3.17: Topología Medio Puente | 23 |
| Figura 3.18: Topología Puente Completo | 24 |
| Figura 3.19: Control en lazo abierto | 26 |
| Figura 3.20: Control en lazo cerrado | 26 |
| Figura 3.21: Control en lazo cerrado modo tensión | 27 |
| Figura 3.22: Control en lazo cerrado modo corriente | 27 |
| Figura 3.23: Topología inversor Medio Puente | 29 |
| Figura 3.24: Topología inversor Puente Completo | 30 |
| Figura 3.25: Esquema generación Spwm | 31 |
| Figura 3.26: Formas de onda Spwm Bipolar | 32 |
| Figura 3.27: Serie de Fourier de la salida Spwm Bipolar | 32 |
| Figura 3.28: Formas de onda Spwm Unipolar | 33 |
| Figura 3.29: Serie de Fourier de la salida Spwm Unipolar | 33 |
| Figura 3.30: Tipos de redes Snubbers en inversores Medio Puente | 36 |
| Figura 3.31: Zonas de funcionamiento del inversor | 38 |
| Figura 3.32: Formas de onda en zona lineal | 38 |
| Figura 3.33: Formas de onda en sobremodulación | 39 |
| Figura 3.34: Formas de onda en onda cuadrada | 40 |
| Figura 4.1: Diagrama de bloques del rectificador AC/DC | 41 |

| | |
|--|-----|
| Figura 4.2: Modelo de simulación para el rectificador AC/DC | 43 |
| Figura 4.3: Respuesta de la simulación del rectificador AC/DC | 44 |
| Figura 4.4: Diagrama de bloques del convertidor DC/DC | 45 |
| Figura 4.5: Diseño del convertidor DC/DC | 46 |
| Figura 4.6: Ciclo de carga y rizado del condensador de entrada..... | 47 |
| Figura 4.7: Especificaciones del carrete y del entrehierro | 52 |
| Figura 4.8: Circuito de arranque del controlador | 56 |
| Figura 4.9: Red Snubber RCD | 57 |
| Figura 4.10: Lazo de corriente y realimentación en el controlador | 58 |
| Figura 4.11: Circuito de oscilación del controlador..... | 59 |
| Figura 4.12: Circuito de arranque suave | 60 |
| Figura 4.13: Circuito de realimentación en tensión | 60 |
| Figura 4.14: Lazo de regulación del convertidor DC/DC | 62 |
| Figura 4.15: Diagrama de bode del lazo de control | 63 |
| Figura 4.16: Modelo de simulación para el convertidor DC/DC | 64 |
| Figura 4.17: Modelo en Psim del controlador FAN7554..... | 65 |
| Figura 4.18: Señales V_{gs} e I_s de la simulación del convertidor DC/DC | 66 |
| Figura 4.19: Señales de salida de la simulación del convertidor DC/DC | 66 |
| Figura 4.20: Tensión de salida mínima del convertidor DC/DC..... | 67 |
| Figura 4.21: Tensión de salida máxima a plena carga del convertidor DC/DC..... | 67 |
| Figura 4.22: Rizado de tensión en la salida DC | 68 |
| Figura 4.23: Señal de disparo V_{gs} y muestreo de corriente I_s | 68 |
| Figura 4.24: Diagrama de bloques del inversor DC/AC | 69 |
| Figura 4.25: Diagrama de bloques del control del Puente inversor | 72 |
| Figura 4.26: Configuración de los drivers del puente inversor..... | 76 |
| Figura 4.27: Modelo de simulación para la modulación Spwm Bipolar..... | 78 |
| Figura 4.28: Respuesta de la simulación Spwm bipolar | 79 |
| Figura 4.29: Modelo de simulación para la modulación Spwm Unipolar | 80 |
| Figura 4.30: Respuesta de la simulación Spwm Unipolar | 80 |
| Figura 4.31: Filtro para inversores modulados..... | 81 |
| Figura 4.32: Atenuación de un filtro LC en función de “Q”..... | 83 |
| Figura 4.33: Señales de control de la modulación Spwm Unipolar | 84 |
| Figura 4.34: Detalle de las señales de control de la modulación Spwm Unipolar..... | 84 |
| Figura 4.35: Resultado de la comparación de las señales de control | 85 |
| Figura 4.36: Señales de disparo del driver Medio Puente..... | 85 |
| Figura 4.37: Tiempo muerto entre las señales de disparo | 85 |
| Figura 4.38: Tensión de salida del filtro LC | 86 |
| Figura B.1: Esquemático del convertidor AC/DC | 95 |
| Figura B.2: Esquemático del inversor en Puente Completo..... | 96 |
| Figura B.3: Esquemático del control Spwm..... | 97 |
| Figura B.4: Esquemático de la alimentación del control | 97 |
| Figura B.5: Máscara Layout de la capa TOP del control Spwm..... | 98 |
| Figura B.6: Máscara Layout de la capa BOTTOM del control Spwm | 98 |
| Figura B.7: Máscara de componentes del control Spwm..... | 99 |
| Figura C.1: Modelo térmico utilizado para los cálculos | 100 |
| Figura E.1: Vista lateral de la caja con el montaje final del conjunto..... | 129 |
| Figura E.2: Vista trasera de la caja con el montaje final del conjunto..... | 129 |
| Figura E.3: Vista frontal del conjunto..... | 130 |
| Figura E.4: Vista frontal de la alimentación de las señales de control..... | 130 |



| | |
|--|-----|
| Figura E.5: Vista frontal del control Spwm | 131 |
| Figura E.6: Vista frontal del puente inversor y el filtro LC | 131 |
| Figura E.7: Vista frontal del convertidor Flyback AC/DC | 132 |
| Figura E.8: Vista Lateral del transformador Flyback..... | 132 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|--|-----|
| Tabla 1.1: Limitaciones del inversor..... | 5 |
| Tabla 3.1: Comparativa entre las diferentes topologías DC/DC..... | 25 |
| Tabla 3.2: Coeficientes de Fourier normalizados para Spwm Bipolar | 32 |
| Tabla 3.3: Coeficientes de Fourier normalizados para Spwm Unipolar | 34 |
| Tabla 4.1: Referencias AWG de secciones de hilo de cobre | 53 |
| Tabla 4.2: Valores de los armónicos más significativos | 83 |
| Tabla A.1: Presupuesto del convertidor AC/DC..... | 91 |
| Tabla A.2: Presupuesto del puente inversor DC/AC..... | 91 |
| Tabla A.3: Presupuesto de la alimentación de control | 92 |
| Tabla A.4: Presupuesto del control del puente inversor..... | 93 |
| Tabla A.5: Presupuesto de los componentes del montaje final..... | 93 |
| Tabla A.6: Presupuesto de los componentes Hardware | 94 |
| Tabla A.7: Coste de los recursos humanos | 94 |
| Tabla A.8: Coste total del proyecto..... | 94 |
| Tabla C.1: Datos para cálculos térmicos..... | 101 |

**ÍNDICE DE ECUACIONES**

| | |
|--------------|----|
| (1.1) | 3 |
| (3.1) | 35 |
| (3.2) | 35 |
| (3.3) | 35 |
| (3.4) | 35 |
| (3.5) | 35 |
| (3.6) | 37 |
| (3.7) | 37 |
| (4.1) | 47 |
| (4.2) | 47 |
| (4.3) | 48 |
| (4.4) | 48 |
| (4.5) | 49 |
| (4.6) | 49 |
| (4.7) | 49 |
| (4.8) | 49 |
| (4.9) | 49 |
| (4.10) | 50 |
| (4.11) | 50 |
| (4.12) | 50 |
| (4.13) | 50 |
| (4.14) | 51 |
| (4.15) | 51 |
| (4.16) | 51 |
| (4.17) | 52 |
| (4.18) | 53 |
| (4.19) | 54 |
| (4.20) | 54 |
| (4.21) | 54 |
| (4.22) | 55 |
| (4.23) | 55 |
| (4.24) | 56 |
| (4.25) | 56 |
| (4.26) | 57 |
| (4.27) | 57 |
| (4.28) | 58 |
| (4.29) | 59 |
| (4.30) | 61 |
| (4.31) | 61 |
| (4.32) | 61 |
| (4.33) | 62 |
| (4.34) | 62 |
| (4.35) | 62 |
| (4.36) | 63 |
| (4.37) | 63 |
| (4.38) | 71 |
| (4.39) | 71 |



| | |
|--------------|-----|
| (4.40) | 73 |
| (4.41) | 74 |
| (4.42) | 74 |
| (4.43) | 75 |
| (4.44) | 82 |
| (4.45) | 82 |
| (4.46) | 82 |
| (4.47) | 82 |
| (4.48) | 84 |
| (C.1) | 100 |
| (C.2) | 100 |
| (C.3) | 100 |
| (C.4) | 100 |
| (C.5) | 100 |
| (C.6) | 101 |
| (C.7) | 102 |
| (C.8) | 102 |

1. INTRODUCCIÓN

La distribución de la energía ha venido condicionada por los factores de coste de generación, coste de distribución, accesibilidad y rendimiento en la aplicación. Estos factores, junto con el desarrollo tecnológico de las máquinas eléctricas (transformadores y motores) y los componentes electrónicos (diodos, tiristores, transistores de potencia), han marcado las tendencias de empleo en el consumo doméstico e industrial. Así, se pasó de una fase electro-mecánica a otra, en la que actualmente las aplicaciones de generación y distribución siguen condicionadas a elementos electro-mecánicos, pero el consumo se ha diversificado en multitud de elementos con requisitos muy dispares (domótica, ordenadores personales, vehículos eléctricos, fuentes de alimentación, etc.). Este último destino ha influido de forma considerable en el desarrollo y empleo de la conversión de energía eléctrica por medio de elementos electrónicos de potencia, actuando en conmutación, para poder obtener elevados rendimientos y perturbar lo mínimo posible la distribución de la red eléctrica.

Para presentar una idea general que permita estimar el estado actual de la conversión de energía se va a establecer un esquema general de la fuente de alimentación electrónica de un equipo eléctrico, como se muestra en la Figura 1.1.

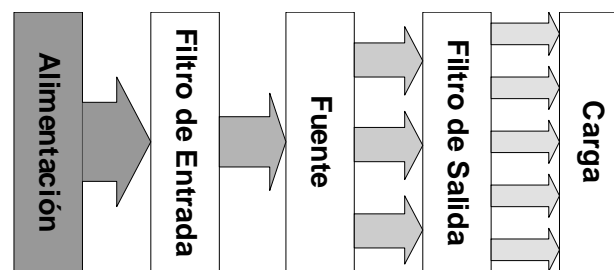


Figura 1.1: Esquema general de una fuente de alimentación electrónica

Esta empieza en la conexión de la fuente a la línea de suministro eléctrico, normalmente a través de un filtro cuya misión es evitar que armónicos no deseados e interferencias electromagnéticas generadas por el equipo pasen a la red. A continuación la fuente de alimentación propiamente dicha, un filtro de salida y, finalmente, la carga.

La conversión de energía mediante los circuitos electrónicos de potencia se realiza adaptando la onda de entrada de un cierto tipo o nivel a las características que necesita la carga. Así, según la transformación entrada-salida, se tienen los siguientes convertidores:

- Rectificadores CA/CC: producen una salida continua a partir de una entrada alterna.
- Inversores CC/CA: producen una tensión alterna a partir de una entrada continua.
- Convertidores CA/CA: se utilizan para cambiar la amplitud y/o la frecuencia de una señal alterna
- Convertidores CC/CC: convierten una tensión continua de entrada en una tensión continua de salida pero de distinto valor.

Un diagrama típico en el que se muestra el flujo en las conversiones de energía se muestra en la Figura 1.2.

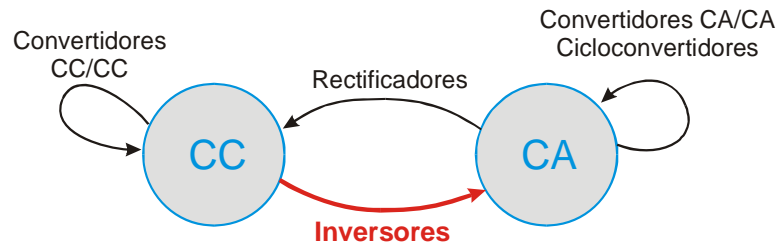


Figura 1.2: Conversiones de energía

El desarrollo de las nuevas tecnologías sobre semiconductores durante los últimos años ha contribuido al auge de estos tipos de convertidores.

1.1. Objetivos del proyecto

El objetivo principal de este proyecto, es el estudio de la viabilidad y posterior desarrollo de un inversor monofásico autónomo de salida ajustable. Dicho inversor estará destinado a realizar pruebas dedicadas al diagnóstico del aislamiento en transformadores de potencia.

El sistema de aislamiento de la mayoría de los transformadores de potencia consiste en aceite y celulosa (papel), cuyas propiedades dieléctricas cambian a lo largo de la vida útil del transformador. Para diagnosticar el estado del aislamiento, se hace un símil eléctrico con un condensador; cortocircuitando los devanados de alta y de baja separadamente se consiguen dos placas separadas por un material dieléctrico. Si se trabaja en la gama de baja frecuencia, donde domina la pérdida dieléctrica del cartón prensado del transformador, y se mide el desfase entre corriente y tensión, se pueden estimar las pérdidas dieléctricas de dicho material aislante mediante el coeficiente de pérdidas o tangente(δ). El ángulo de pérdidas δ se define como la diferencia entre los 90° teóricos de desfase entre corriente y tensión, y el desfase real medido, como se muestra gráficamente en la Figura 1.3.

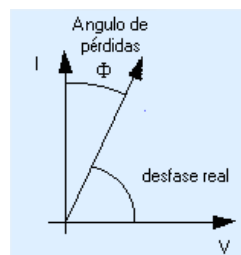


Figura 1.3: Ángulo de pérdidas

Para verlo más detalladamente, en la Figura 1.4 se muestra el circuito equivalente del condensador, donde L_s y R_s se deben principalmente a los contactos metálicos, y R_i es consecuencia del dieléctrico:

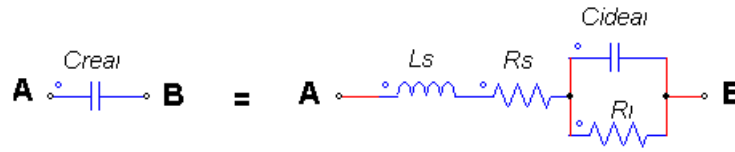


Figura 1.4: Circuito equivalente del condensador

Si se desprecia la influencia de L_s , la relación entre los componentes del condensador y tangente(δ) es:

$$tg(\delta) = \frac{P}{Q} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{ideal} \cdot R_i} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{ideal} \cdot R_s \tag{1.1}$$

Se observa como trabajando a bajas frecuencias, el efecto dominante es el de R_i , mientras que a frecuencias elevadas es R_s la que domina. Se debe cumplir que para mayores pérdidas dieléctricas, menor será R_i , y mayor será tangente(δ).

Por tanto, para realizar la prueba se necesita de un inversor de frecuencia muy baja, que irá conectado entre el primario y el secundario del transformador, con los devanados de cada lado cortocircuitados. Se escogió una frecuencia de 1Hz por ser una frecuencia suficientemente baja para cumplir la regla anterior. Además, interesa que la salida del inversor sea de amplitud ajustable y de onda senoidal pura para que el sistema de medición calcule correctamente el desfase entre corriente y tensión. Otro requisito es que el equipo sea de dimensiones reducidas para que sea portátil.

En la Figura 1.5 se detalla el montaje final necesario para la prueba.

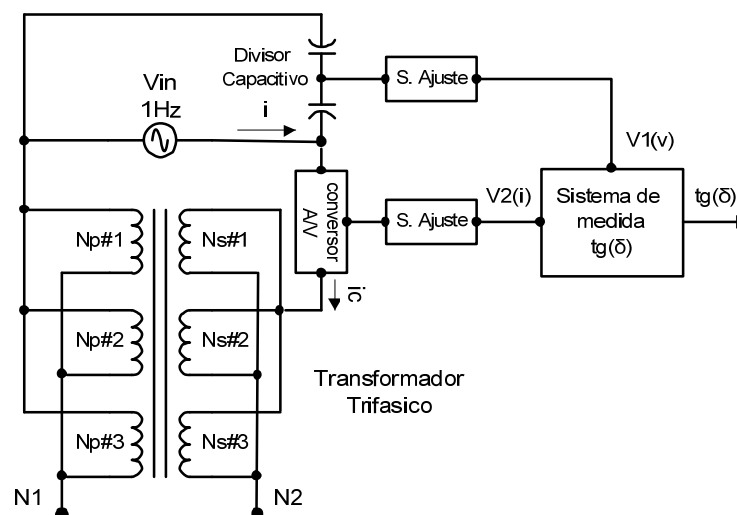


Figura 1.5: Montaje para la medición del ángulo de pérdidas

Según lo especificado, se analizarán las soluciones para convertir la tensión de red convencional de 220V_{AC} y 50Hz de frecuencia a tensiones ajustables de 80 a 220V_{AC} y 1HZ de frecuencia.

1.2. Metodología

La realización de este proyecto pasó por diferentes etapas con diferentes objetivos:

- El primer paso fue tener un contacto más detallado con los convertidores de potencia y las distintas topologías en cada tipo de conversión de energía, buscando distintas soluciones para la conversión de energía planteada. La conversión directa mediante un convertidor CA/CA fue rechazada por no poder cumplir con las especificaciones de salida, y necesitar de filtros demasiado voluminosos. Se planteó una conversión por etapas simulando las topologías más adecuadas según las especificaciones deseadas, como el rectificador AC/DC, el convertidor DC/DC y el inversor DC/AC. La simulación se llevó a cabo con el software Psim 6.0.
- Se continuó con el desarrollo de las etapas de control y disparo que deben aplicarse a los convertidores, comparando sus ventajas e inconvenientes. En la conversión DC/DC se busco un único chip capaz de controlar el pwm en modo corriente, y disparar correctamente el interruptor de potencia. Para el inversor DC/AC, el control se planteó mediante componentes analógicos para obtener una mayor flexibilidad, y el disparo de los IGBTs se implementó mediante drivers con la técnica bootstrap.
- A continuación, se llevó a cabo el cálculo y el diseño a partir de los resultados obtenidos en las simulaciones pertinentes, así como la obtención de los componentes, y la validación de los mismos.
- Finalmente, se concluyó con la construcción de las placas, su montaje en caja de laboratorio, y la verificación del buen funcionamiento del conjunto.

1.3. Descripción de capítulos

La estructura de la memoria del presente proyecto, es la siguiente:

- En este capítulo se menciona el propósito de una fuente de alimentación, se describen los objetivos del proyecto tanto particulares como generales, se explica la metodología que se llevó a cabo para el desarrollo del mismo, y se exponen someramente las limitaciones de la solución propuesta. Asimismo, se detalla la forma en la que se estructura esta memoria, capítulos y organización de apartados.
- El segundo capítulo consta de una breve introducción a las fuentes conmutadas, y los inversores con modulación pwm, comentando sus principales características, su constitución, así como sus ventajas e inconvenientes.
- En el tercer capítulo, se hace un estudio comparativo de los diferentes bloques que forman el inversor industrial, para llegar a la conclusión de que topología debe ser usada en cada caso. Se estudia separadamente cada bloque de conversión de energía, sopesando las alternativas disponibles, y eligiendo el método de control más idóneo.

- En el cuarto capítulo, se lleva a cabo el diseño de cada bloque, los cálculos teóricos, y las simulaciones pertinentes. Seguidamente se pasa a la elección de componentes que cumplan con las necesidades exigidas, y se verifican los resultados experimentalmente.
- Se concluye el diseño del inversor, con un análisis de los resultados, se sacan conclusiones, y se proponen futuras ampliaciones.

1.4. Limitaciones

El diseño del inversor según se ha planteado, es apto para cargas con poca demanda de corriente, dado que para el ensayo no son necesarias grandes potencias, hasta una potencia máxima de 150W. Además, la tensión de salida del inversor tiene unos límites máximo y mínimo por construcción. La etapa reguladora de DC, puede ser ajustada entre $125V_{DC}$ y $325V_{DC}$ en vacío, lo que conlleva que la salida del inversor pueda ajustarse entre $80V_{rms}$ y $200V_{rms}$ a 1Hz. Otra condición de funcionamiento del inversor es que el ajuste de la salida mediante el bus DC debe hacerse de manera progresiva, de menos a más, para no saturar el núcleo magnético en los cambios bruscos.

En la Tabla 1.1 se muestran los rangos de variación bajo ciertas condiciones.

| Condición | Voltaje de Salida | Corriente de salida | Frecuencia |
|-----------|-------------------|---------------------|------------|
| Sin carga | 80 – 220Vrms | ~ 0Arms | 1Hz |
| Con carga | 70 – 200Vrms | 0.24 – 0.64Arms | (1-1.5)Hz |

Tabla 1.1: Limitaciones del inversor

2. MARCO TEÓRICO

El objetivo de este capítulo es dar una visión general del estado actual de la técnica en los campos de la tecnología que atañen a esta memoria. Se realizará por tanto una pequeña introducción a las fuentes conmutadas, y los inversores modulados.

2.1. Introducción a las fuentes conmutadas

Las fuentes conmutadas son aquellos sistemas de alimentación cuyos componentes activos trabajan en régimen de conmutación, generando señales variables en el tiempo. Estos sistemas absorben energía de la red cuando ésta es requerida por el circuito de utilización y siempre en la cantidad solicitada por dicho circuito.

Fueron desarrolladas inicialmente para aplicaciones militares y aeroespaciales en los años 60, por ser inaceptable el peso y volumen de las lineales. Se han desarrollado desde entonces diversas topologías y circuitos de control, algunas de ellas son de uso común en fuentes conmutadas para aplicaciones industriales y comerciales. Su aspecto y diseño varían en función de la aplicación, con bastidor abierto o cerrado, como se muestra en la Figura 2.1.



Figura 2.1: Aspecto de las fuentes conmutadas

Este tipo de fuentes emplean altas frecuencias de conmutación, lo que conlleva una compactación y ligereza de peso en la fuente, debido a que el elemento que mayor volumen y peso posee es el transformador. Los elementos pasivos y activos son pequeños, reduciendo así los dispositivos de disipación y el espacio físico que utilizan, lo que a su vez conlleva un bajo costo. Además, poseen un amplio rango de tensión de entrada ya que variando el ciclo de trabajo, estas variaciones pueden ser fácilmente compensadas.

Como desventajas pueden considerarse su mayor complejidad de diseño, emisión de señales de interferencia de radiofrecuencia y menor velocidad de respuesta ante bruscas variaciones de la carga.

Las dos últimas desventajas son superadas mediante un adecuado diseño, requiriendo de un diseño más complejo, y para poder amortizarse en la producción de un elevado número de unidades, resulta en un incremento marginal del costo.

El desarrollo de la tecnología en la electrónica de potencia ha permitido que se utilice elementos como el MOSFET de potencia para su construcción, que por sus características de conmutación en alta potencia junto a los diodos de alta velocidad se han convertido en la base del diseño de este tipo de fuentes, más eficientes y de mayor capacidad. Un elemento adicional para la construcción son los superiores materiales electromagnéticos actuales, con mejores características de reluctancia, permeabilidad y menos pérdidas.

Las fuentes conmutadas son convertidores DC-DC, por lo que para aplicaciones off-line la red debe ser previamente rectificadas y filtradas con una amplitud de rizado aceptable. La mayoría de las fuentes operan en el rango 180 a 260 VAC. Con este nivel de tensión de entrada, el valor medio de la tensión de salida se ajusta controlando la duración del estado abierto (OFF) o cerrado (ON) del interruptor.

Un diagrama de bloques representativo de una fuente conmutada se enseña en la Figura 2.2.

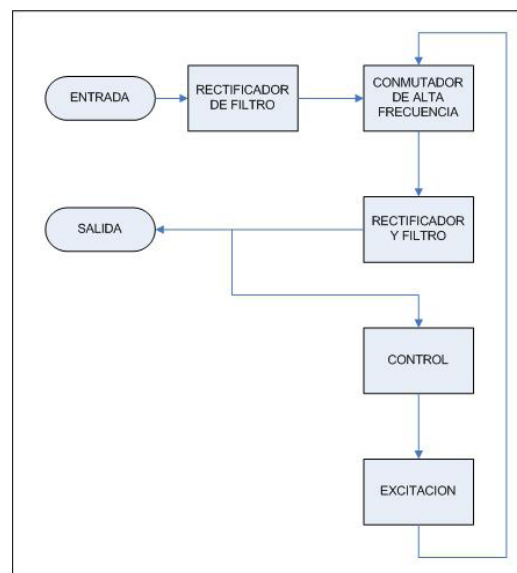


Figura 2.2: Esquema representativo de una fuente conmutada

A este diagrama se le agrega un transformador entre la etapa de alta frecuencia y el filtro de salida para aislar galvánicamente la etapa de entrada y salida. El aislamiento de señal elimina todas las formas de perturbaciones operacionales, tanto en la transmisión de la señal, como de aquellas que provienen de sensores/transmisores u elementos activos o pasivos.

Para el adecuado diseño de fuentes conmutadas se requiere del dominio de diversas tecnologías, tales como:

- Diseño de circuitos de conmutación de potencia.
- Diseño de elementos inductivos.
- Teoría de control y su aplicación específica al funcionamiento de las fuentes conmutadas.
- Teoría de compatibilidad electromagnética.
- Intercambio de calor aplicado a dispositivos electrónicos y su influencia sobre los componentes

Ventajas de las fuentes conmutadas sobre las fuentes lineales

- La eficiencia de las fuentes conmutadas está comprendida entre el 70 y el 93%, comparado con el rendimiento del 30 y 60% de las fuentes lineales.
- El tamaño de una fuente conmutada es mucho menor que el de una lineal para una potencia dada y por lo tanto, mas liviana, esto es debido a que trabajan a altas frecuencias de conmutación.
- La salida se mantiene estable aun con grandes variaciones de la tensión de entrada.
- Se pueden lograr múltiples tensiones de salida reguladas, de diferente polaridad y/o distintos niveles de tensión.
- Las salidas pueden estar aisladas de la entrada.

2.2. Inversores con modulación PWM

El objetivo de un inversor es generar tensión alterna a partir de tensión continua. Además, interesa poder variar la tensión eficaz y la frecuencia de la tensión alterna generada.

La Modulación por Ancho de Pulso (PWM) es un sistema de control para los inversores con el cual se obtiene una onda de salida de notables características y elevadas prestaciones, y reducido contenido armónico. Según sea la aplicación se pueden controlar diferentes características de la señal de salida como son la tensión o la frecuencia. Es decir, se pretende que la tensión de salida presente grandes ventajas respecto a una onda cuadrada.

El circuito de potencia es el llamado puente “H”, normalmente implementado con transistores MOSFET o IGBT, debido a que en general trabaja con una frecuencia de conmutación del orden de los 15Khz. El conjunto control y potencia se muestra en la Figura 2.3.

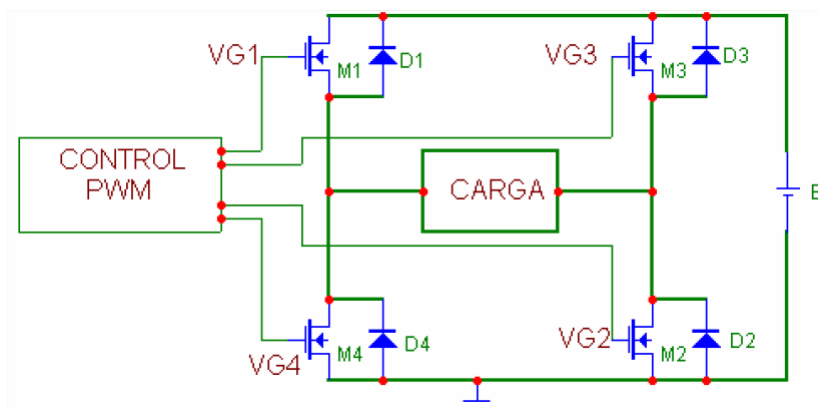


Figura 2.3: Puente inversor con circuito de control PWM

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores para hacer frente a las variaciones de la entrada DC, o cumplir unos requisitos de voltaje y frecuencia en la salida. Existen varias técnicas para modificar el voltaje de salida de un inversor, como son la regulación de la entrada DC, o el control de la modulación por ancho de pulso. En la modulación por ancho de pulso, las técnicas más comúnmente utilizadas son:

- Modulación de un solo ancho de pulso.
- Modulación de varios anchos de pulso.
- Modulación senoidal del ancho de pulso.
- Modulación senoidal modificada del ancho de pulso.
- Control por desplazamiento de fase.

Un punto negativo del control PWM actual es la eficiencia, debido a las pérdidas por conmutación de los semiconductores por las altas frecuencias con las que operan.

Modulación de un solo ancho de pulso

En el control por modulación de un solo ancho de pulso existe un solo pulso por cada medio ciclo. El ancho de pulso se hace variar, con el objetivo de controlar la tensión de salida del inversor, sin prestar atención alguna al contenido armónico. El resultado es una onda cuadrada difícil de filtrar para obtener una onda senoidal pura. La salida de este tipo de modulación se muestra en la Figura 2.4.

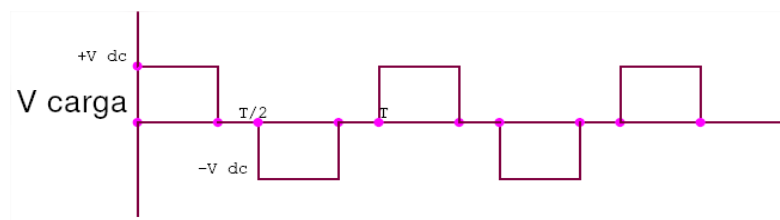


Figura 2.4: Modulación de un solo ancho de pulso

Modulación de varios anchos de pulso

En esta técnica de modulación, se utilizan varios pulsos en cada semiciclo de voltaje de salida. La idea básica es trocear la forma de onda a alta frecuencia en vez de hacer conmutaciones a baja frecuencia. Mediante la comparación de una señal de referencia con una señal portadora triangular, se generan los pulsos de disparo. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de la señal de salida, y la frecuencia de la portadora, determina el número de pulsos por cada ciclo, como se enseña en la Figura 2.5.

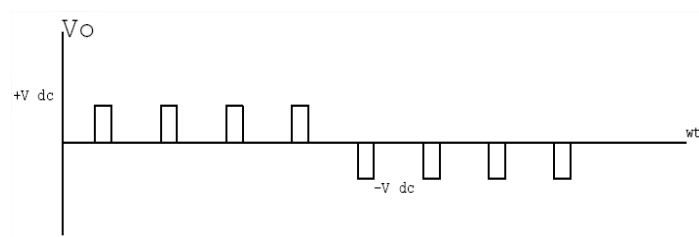


Figura 2.5: Modulación de varios anchos de pulso

Modulación senoidal del ancho de pulso

En la modulación senoidal la señal de referencia es una onda senoidal, por lo que el ancho de pulso varía en función de la amplitud de la onda evaluada en el centro del mismo pulso. Las señales de compuerta se generan al comparar la señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular, como se muestra en la Figura 2.6. La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la salida del inversor, y su amplitud de pico es controlada por el índice de modulación en amplitud. Modulando la anchura del pulso senoidalmente se obtiene una forma de onda muy parecida a la senoidal.

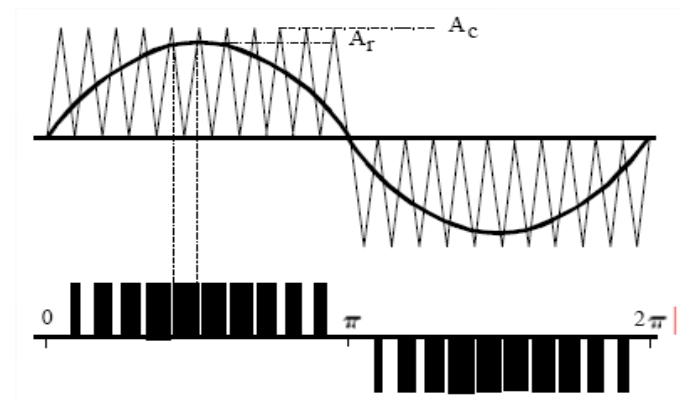


Figura 2.6: Modulación senoidal del ancho de pulso

En los inversores modulados se busca que la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia sea mucho mayor que la frecuencia de salida, para facilitar así el filtrado; desplazar armónicos a altas frecuencias, donde son fácilmente filtrables.

Modulación senoidal modificada del ancho de pulso

En la modulación senoidal modificada del ancho de pulso, los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda senoidal no cambian considerablemente, esto es, durante los sesenta grados alrededor del pico (treinta antes y treinta después) los interruptores están encendidos. Este tipo de modulación permite que se reduzca el número de conmutaciones de los dispositivos de potencia y las pérdidas de conmutación, incrementando la componente fundamental y mejorando las características armónicas.

Control por desplazamiento de fase

Este control se puede obtener usando varios inversores y sumando el voltaje de salida de los inversores individuales. Un ejemplo sería tener dos inversores de medio puente y sumarlos. Un desplazamiento de fase entre ellos controlaría el descanso en cero de la onda rectangular de salida, y en consecuencia el voltaje de salida, disminuyendo de esta forma la variación brusca en la salida. Esto se muestra en la Figura 2.7.

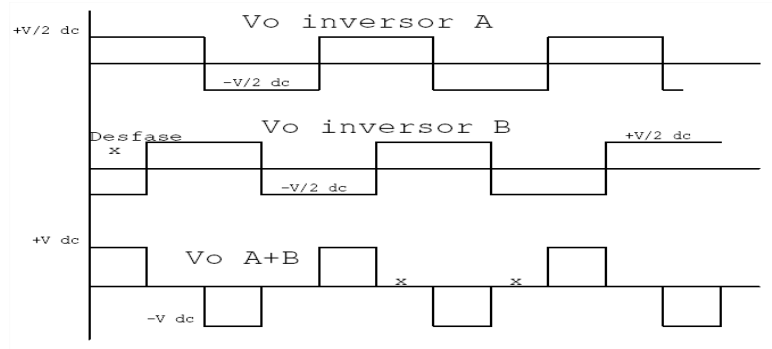


Figura 2.7: Control por desplazamiento de fase

3. DESCRIPCIÓN DE BLOQUES DEL SISTEMA

En este capítulo se realiza una descripción más detallada del sistema completo que se ha desarrollado exponiendo cada una de las partes en las que se divide el mismo.

Según las características del diseño, se optó por un inversor con modulación pwm, y una fuente conmutada regulada para alimentarlo, consiguiendo así un inversor de amplitud ajustable mediante el bus DC.

El diagrama de bloques del sistema, se detalla en la Figura 3.1.

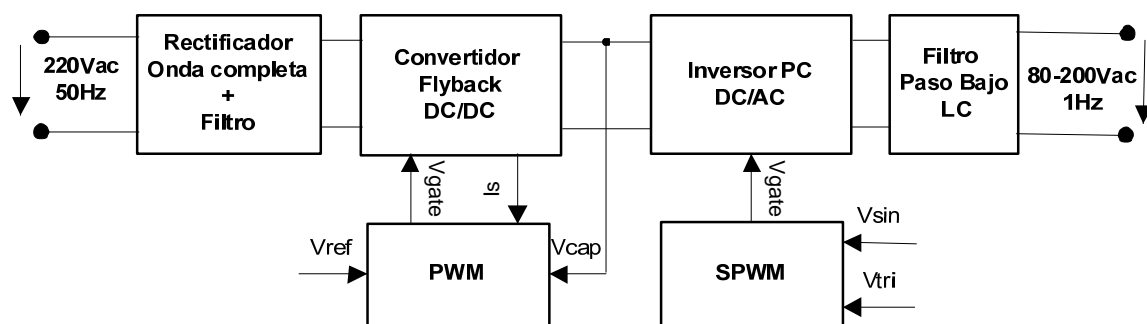


Figura 3.1: Diagrama de bloques del inversor

Consiste en una etapa rectificadora AC/DC con su correspondiente filtro de salida, una etapa reguladora DC/DC ajustable mediante un control en lazo cerrado con muestreo de corriente, una etapa inversora DC/AC con su correspondiente control, y por último, un filtro LC para filtrar los armónicos de alta frecuencia.

3.1. Estudio del rectificador AC/DC

La conversión AC/DC es realizada por convertidores estáticos de energía, comúnmente denominados rectificadores. Un rectificador es un sistema electrónico de potencia cuya función es convertir una tensión alterna en una tensión continua. La tensión alterna se toma del sistema AC comercial, el cual opera a una frecuencia de 50Hz y cuyo voltaje rms nominal fase-neutro en España es de 220 Vrms. Por tanto, el rectificador con filtro cumple una función fundamental en la operación de las fuentes de voltaje DC.

3.1.1. Topologías Rectificadoras

Una primera clasificación de los rectificadores es según su capacidad de ajustar el valor de la tensión de salida, ello depende de si se emplean diodos o tiristores. Los rectificadores no controlados son aquellos que utilizan diodos como elementos de rectificación, en cuanto que los controlados utilizan tiristores o transistores. Los más comúnmente utilizados son los

rectificadores no controlados, por su sencillez y sus aplicaciones más genéricas. Estos últimos serán los empleados en el diseño.

Una segunda clasificación es en función del tipo de conexión de los elementos, estos son: a) rectificador de media onda; y b) rectificador de onda completa.

a) Rectificador de media onda

Es el rectificador más sencillo, y en consecuencia el más barato. Simplemente es necesario un diodo entre la alimentación de alterna y la carga, tal y como se muestra en la Figura 3.2. Este circuito sólo rectifica la mitad de la tensión de entrada, esto es, cuando el ánodo es positivo con respecto al cátodo.

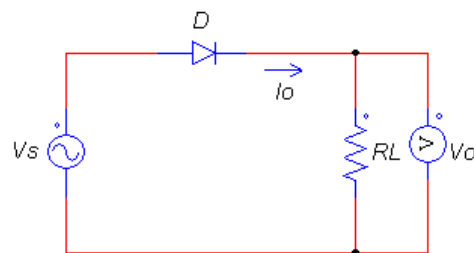


Figura 3.2: Rectificador de media onda

Para la carga resistiva, se tienen las siguientes formas de onda:

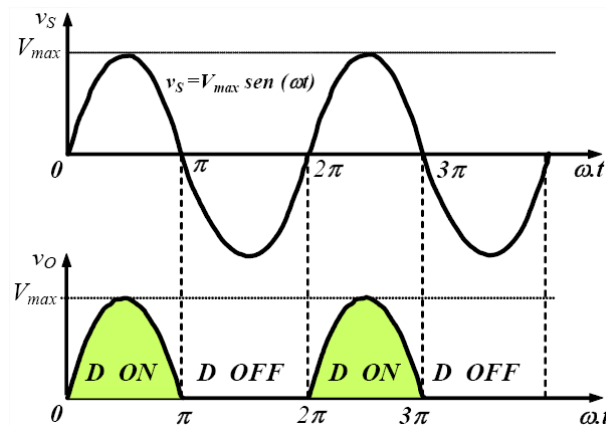


Figura 3.3: Tensión de salida del rectificador de media onda

Se obtiene una componente continua del orden del 30% del valor de pico ($V_{O_{DC}} = V_{max} / \pi = 0.31V_{max}$), y un rendimiento del orden del 40%. Si se quieren aumentar estos valores, se puede optar por el rectificador de onda completa.

b) Rectificador de onda completa

En el rectificador de onda completa se usan cuatro diodos para rectificar la onda completa, en una configuración denominada puente completo, como se muestra en la Figura 3.4. En este caso, conducen siempre dos diodos simultáneamente. Para saber qué diodo puede conducir hay que

analizar cual de los cuatro tiene mayor tensión en su ánodo y cual de ellos tiene menos tensión en su cátodo.

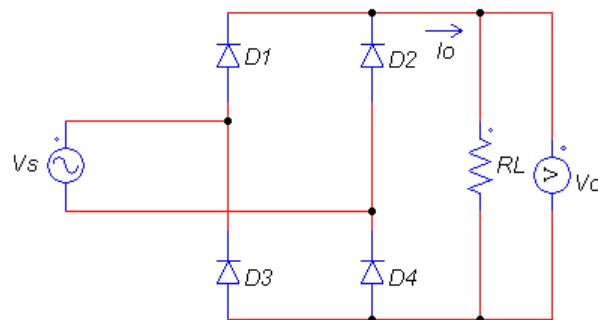


Figura 3.4: Rectificador de onda completa

Para la carga resistiva, se tienen las siguientes formas de onda:

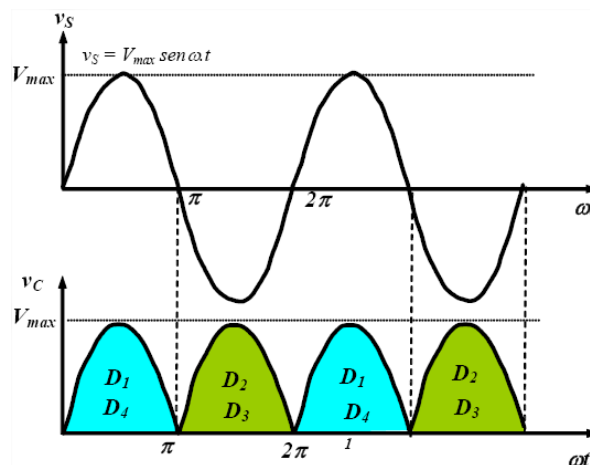


Figura 3.5: Tensión de salida del rectificador de onda completa

Se obtiene una componente continua del orden del 63% del valor de pico ($V_{O_{DC}} = 2V_{max} / \pi = 0.636V_{max}$), y un rendimiento del orden del 81%.

Se puede observar que el rendimiento de este tipo de rectificador es el doble que el de media onda, lo cual, unido a la duplicación de la intensidad media, y a la notable reducción del rizado, implica una clara mejora. Por estas características, se utilizará esta topología rectificadora para el diseño.

3.1.2. Filtros

Un filtro eléctrico es un elemento que discrimina una determinada frecuencia o gama de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él, pudiendo modificar tanto su amplitud como su fase.

Para mejorar la forma de onda que aparece a la salida de un rectificador es necesario el empleo de un filtro, básicamente, basado en un condensador, como se muestra en la Figura 3.6. El

condensador permite mantener la tensión de salida casi constante, reduciendo el rizado de tensión final.

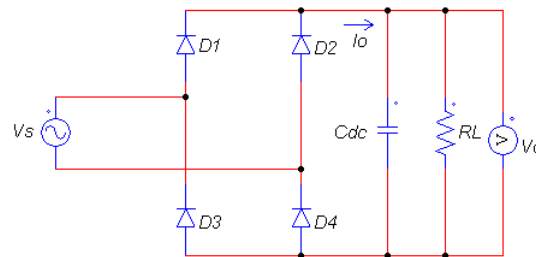


Figura 3.6: Filtro capacitivo

La salida de un filtro puramente capacitivo presenta la siguiente forma de onda:

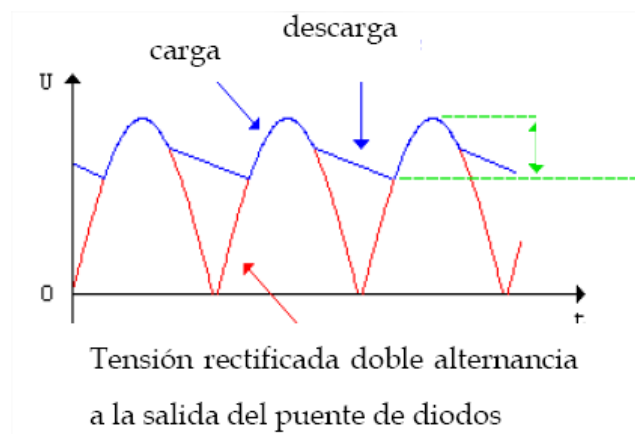


Figura 3.7: Tensión de salida del filtro capacitivo

Al filtro anterior, se le puede adicionar una bobina de filtro (filtro LC), para disminuir el rizado. No obstante, como la frecuencia de la red de distribución es baja, la bobina L presenta valores de peso y volumen importantes. Por ello, el uso de un filtro puramente capacitivo representa una mejora en la reducción del peso y del volumen del equipo. De cualquier forma, dado que la entrada del convertidor DC/DC presenta un amplio margen de variación, las oscilaciones de la entrada no van a repercutir en la salida.

3.2. Estudio del convertidor DC/DC

Los convertidores DC/DC son circuitos que transforman una tensión continua (por lo general no regulada) en otra también continua y regulada. Se clasifican en aislados y no aislados. Ambos utilizan las mismas configuraciones básicas, pero a los no aislados se les incorporan transformadores o inductancias de dos arrollamientos para asegurar el aislamiento galvánico con la red de alimentación y la tensión en la carga. Un esquema general de los convertidores conmutados se detalla en la Figura 3.8.

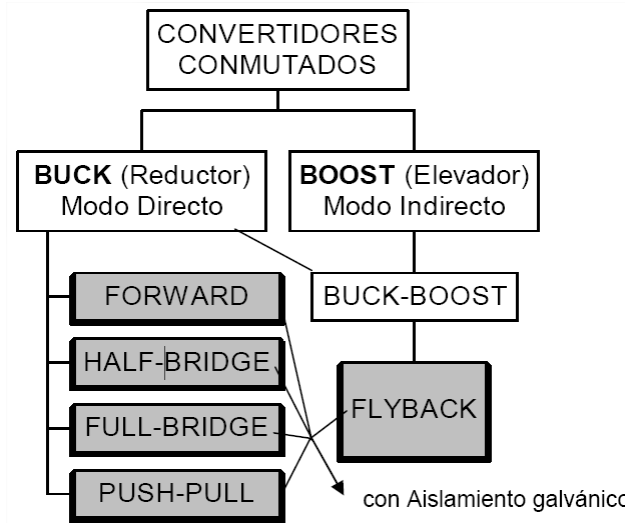


Figura 3.8: Esquema de los convertidores conmutados

En este proyecto, se utilizará una topología con aislamiento, para aislar la salida de la entrada, con lo que se consigue suprimir el transformador de potencia a la salida del puente inversor.

3.2.1. Topologías sin aislamiento galvánico

Las topologías básicas en convertidores no aislados son: a) Reductor o Buck; b) Elevador o Boost; y c) Reductor-Elevador o Buck-Boost.

a) Convertidor reductor o Buck

Este tipo de convertidor se utiliza cuando se necesita una reducción de la tensión de salida con relación a la tensión de entrada. La polaridad de la tensión de salida es la misma que la de la tensión de entrada. El ruido generado en la salida es bajo debido a la configuración del circuito LC, que forma un filtro pasa bajos. La tensión de entrada al recibir pulsos del transistor (cuando este conduce), hace con que el convertidor Buck genere en la alimentación de entrada un ruido elevado.

Es la más elemental y también la que permite obtener un mejor rendimiento. Su topología aparece en la Figura 3.9. Si se le añade aislamiento, deriva en el convertidor Forward.

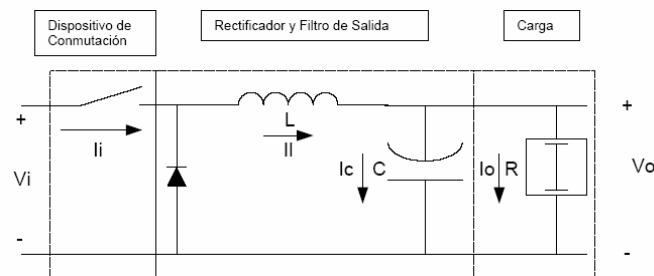


Figura 3.9: Topología Buck

Cuando el transistor conduce, y el diodo está inversamente polarizado, la corriente de entrada fluye a través del inductor L , de la resistencia de carga, y del condensador C . Cuando se corta el transistor, el inductor transfiere corriente a la salida (resistencia y condensador), a través del diodo de libre circulación D .

b) Convertidor elevador o Boost

Esta topología es utilizada cuando se desea un aumento de la tensión de salida con relación a la tensión de entrada. La polaridad de la tensión de salida es la misma que la de entrada. El ruido generado en la salida es alto debido a los pulsos de corriente suministrados al condensador de salida C . El ruido generado a la entrada es bajo porque la inductancia L , directamente conectada a la tensión de entrada, mantiene la variación de corriente de entrada sin pulsos. La tensión de salida es muy sensible a cambios en la relación de conducción D (duty ratio) y puede resultar difícil estabilizar el regulador. El esquema de esta topología se muestra en la Figura 3.10.

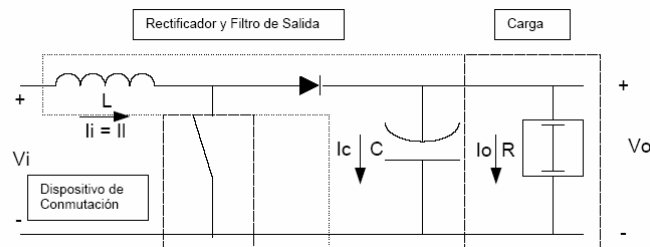


Figura 3.10: Topología Boost

Cuando el transistor conduce, la inductancia está directamente conectada a la tensión de entrada y suponiendo la salida con mayor tensión, el diodo estará inversamente polarizado y la tensión en el condensador suministrará una corriente a la carga (resistencia). Cuando se corta el transistor, el diodo conduce y el inductor suministra corriente a la salida (resistencia y condensador). Esa corriente debe ser tal que reponga las cargas perdidas por el condensador en el instante anterior y suministre la corriente a la resistencia.

c) Convertidor Reductor-Elevador o Buck-Boost

Esta topología suministra un voltaje de salida que puede ser mayor o menor al de la entrada, asimismo la polaridad de la tensión de salida es inversa que la de entrada. El ruido generado en la salida es alto debido a los pulsos de corriente suministrados al condensador de salida C , al igual que el generado a la entrada debido a los pulsos generados por la conmutación del interruptor de potencia. No obstante, tiene alta eficiencia. En caso de falla del dispositivo de conmutación, la corriente queda limitada por el inductor L . Esta topología se muestra en la Figura 3.11. Si se le añade aislamiento, deriva en el convertidor Flyback.

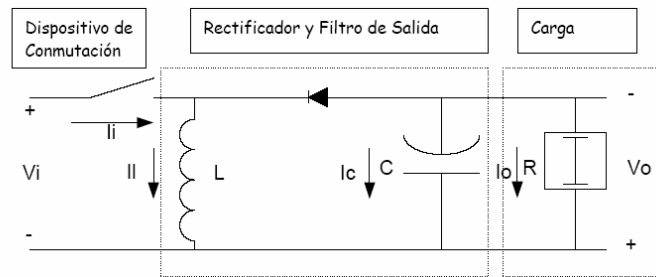


Figura 3.11: Topología Buck/Boost

Cuando el transistor conduce, y el diodo está inversamente polarizado, la corriente de entrada fluye a través del inductor L , almacenando energía. Cuando se corta el transistor, el inductor transfiere corriente a la salida (resistencia y condensador) hasta que esta se agota, volviendo a cargarse en el siguiente ciclo.

3.2.2. Topologías con aislamiento galvánico

Como se dijo anteriormente, el aislamiento galvánico se añade para aislar la red de alimentación y la tensión en la carga, por lo que algunas topologías se basan en las anteriores (el aislamiento eléctrico es una modificación adicional).

Las topologías con aislamiento galvánico son: a) Flyback; b) Forward; c) Push-pull; d) Medio Puente; y e) Puente Completo. Se explicarán más detalladamente en la siguiente comparativa.

3.2.3. Comparativa entre las diferentes topologías

A continuación se hace una comparación entre las diferentes topologías más adecuadas para el diseño, estas son, las de media a baja potencia de salida (según los requerimientos de la prueba) y con aislamiento galvánico (para aislar galvánicamente el inversor de la red de alimentación).

3.2.3.1. Convertidor Flyback

Dada su sencillez y bajo costo, es la topología preferida en la mayoría de los convertidores de baja potencia (hasta cerca de 150 W).

En la Figura 3.12 se muestra el esquema de esta topología de fuente conmutada.

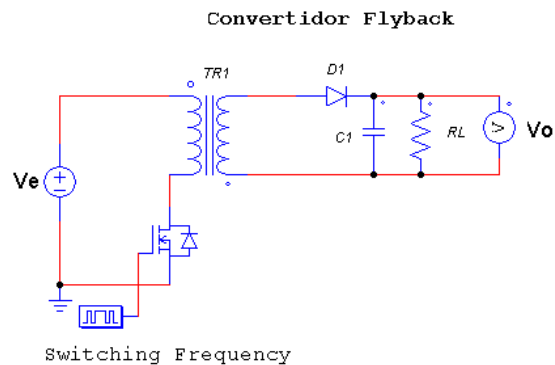


Figura 3.12: Topología Flyback

Cuando el MOSFET conduce, la corriente crece linealmente en el primario del transformador, de alta inductancia para almacenar energía a medida que el flujo magnético aumenta. Los terminales correspondientes del devanado aseguran que el diodo D1 está polarizado en sentido inverso durante este período, por lo que no circula corriente en el secundario. Cuando el MOSFET se apaga, el flujo en el transformador cesa generando una corriente inversa en el secundario que carga el condensador a través del diodo, alimentando la carga. Es decir, en el campo magnético del transformador se almacena la energía durante el encendido del MOSFET y se transfiere a la carga durante el apagado del mismo. El condensador mantiene la tensión en la carga durante el tiempo que el MOSFET está encendido.

La regulación de tensión en la salida se obtiene mediante comparación con una referencia fija, actuando sobre el tiempo de encendido del MOSFET, por tanto la energía transferida a la salida mantiene la tensión constante independientemente del valor de la carga o del valor de la tensión de entrada.

La variación del tiempo de encendido se controla por modulación de ancho de pulso (PWM) a frecuencia fija, o en algunos sistemas más sencillos por autooscilación variando la frecuencia en función de la carga.

La Figura 3.13 muestra la simplicidad con que pueden añadirse salidas aisladas a un convertidor Flyback. Los requisitos para cada salida adicional son un secundario auxiliar, un diodo rápido y un condensador. Para la regulación de las salidas auxiliares suele utilizarse un estabilizador lineal de tres terminales a costa de una pérdida en el rendimiento.

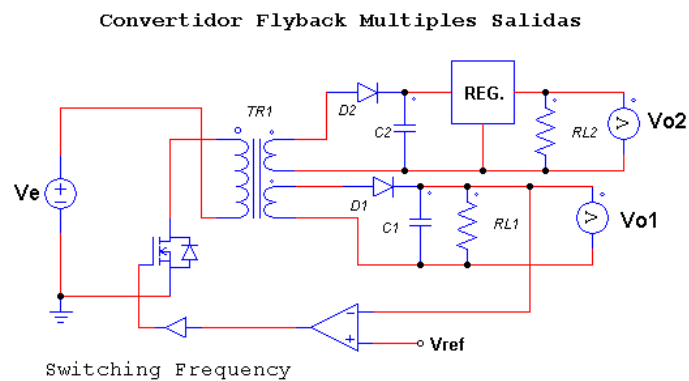


Figura 3.13: Topología Flyback con salidas múltiples

Características principales:

- Disparo sencillo del transistor de potencia.
- Diseño Simple.
- Elevado rizado a la salida.
- Utilización no optimizada del transformador.
- Protección ante el cortocircuito de salida inherente.
- Debe cumplirse que: $V_{ds} > V_e + (N_p / N_s) V_{out}$, siendo V_{ds} = Tensión de ruptura del interruptor; V_e = Tensión de entrada; N_p = N° de espiras del devanado primario; N_s = N° de espiras del devanado secundario.
- Se utiliza para tensiones elevadas de salida y poca potencia.
- Coste reducido.

3.2.3.2. Convertidor Forward

Es ligeramente más complejo que el sistema Flyback aunque razonablemente sencillo y rentable en cuanto a costes para potencias de 150 a 250w. En la Figura 3.14 se muestra el esquema de esta topología de fuente conmutada.

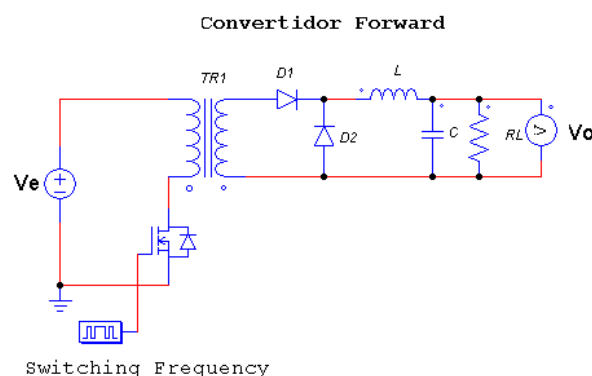


Figura 3.14: Topología Forward

Durante el tiempo de encendido del MOSFET, la corriente crece en el primario del transformador transfiriendo energía al secundario. Según el sentido de los devanados, el diodo D1 está polarizado directamente, la corriente pasa a través de la inductancia L a la carga, acumulándose energía magnética en L. Cuando el MOSFET se apaga, la corriente en el primario cesa invirtiendo la tensión en el secundario. En este momento D1 queda polarizado inversamente bloqueando la corriente de secundario, pero D2 conduce permitiendo que la energía almacenada en L se descargue alimentando a la carga.

Contrariamente al método Flyback, la inductancia cede energía a la carga durante los períodos de encendido y apagado, esto hace que los diodos soporten la mitad de la corriente y los niveles de rizado de salida sean más bajos.

Por cada salida adicional es necesario un secundario auxiliar, dos diodos rápidos, una inductancia y un condensador de filtro, como se muestra en la Figura 3.15. Esto hace que sea más costoso que el Flyback. Para mejorar la regulación en las salidas auxiliares se utilizan igualmente estabilizadores lineales.

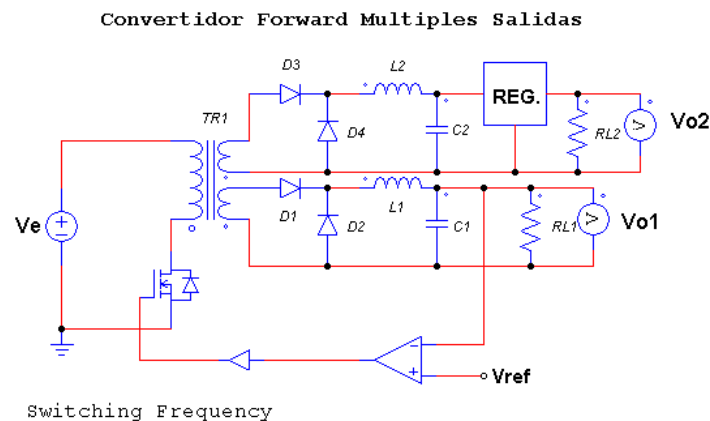


Figura 3.15: Topología Forward con salidas múltiples

Características principales:

- Disparo sencillo del transistor de potencia.
- Diseño simple.
- Bajo rizado a la salida.
- Utilización no optimizada del transformador.
- Mala respuesta dinámica.
- Debe cumplirse que: $V_{ds} > 2V_e$, siendo V_{ds} = Tensión de ruptura del interruptor; V_e = Tensión de entrada.
- Se utiliza para corrientes elevadas de salida y poca potencia.
- El transformador necesita de un devanado desmagnetizador.

3.2.3.3. Convertidor Push-pull

Este convertidor se desarrolló con el fin de aprovechar mejor los núcleos magnéticos. En la Figura 3.16 se muestra el esquema de esta topología de fuente conmutada.

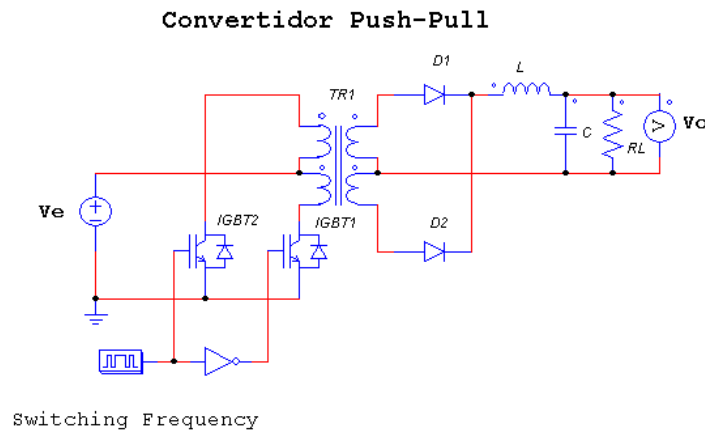


Figura 3.16: Topología Push-pull

En esencia consisten en dos convertidores Forward controlados por dos entradas en contrafase. Los diodos D1 y D2 en el secundario, actúan como dos diodos de recuperación. Idealmente los períodos de conducción de los transistores deben ser iguales, el transformador se excita simétricamente y al contrario de la topología Forward no es preciso prever entrehierro en el circuito magnético, ya que no existe asimetría en el flujo magnético y por tanto componente continua. Ello se traduce en una reducción del volumen del núcleo del orden del 50% para una misma potencia.

Debe preverse que las características de conmutación de los transistores deben ser muy similares, y los devanados tanto en primario como en secundario han de ser perfectamente simétricos, incluso en su disposición física en el núcleo. También se ha de tener en cuenta, que los transistores deben soportar durante el tiempo de apagado una tensión doble de la tensión de entrada.

Características principales:

- Disparo sencillo de los transistores de potencia.
- Diseño simple.
- Debe cumplirse que $V_{ds} > 2V_e$, siendo V_{ds} = Tensión de ruptura del interruptor; V_e = Tensión de entrada.
- Posible desbalance del flujo → Riesgo de asimetría.
- Buena utilización del transformador.
- Buen filtrado a la salida.
- Suele emplearse en potencias elevadas.

3.2.3.4. Otros convertidores

Existen otras topologías para aplicaciones de mayor potencia, como son: a) Medio puente; y b) Puente Completo. A continuación se comentarán brevemente.

a) Convertidor Medio Puente

Es la topología más utilizada para tensiones de entrada altas (de 200 a 400v) y para potencias de hasta 1000w. En la Figura 3.17 se muestra el esquema de esta topología de fuente conmutada.

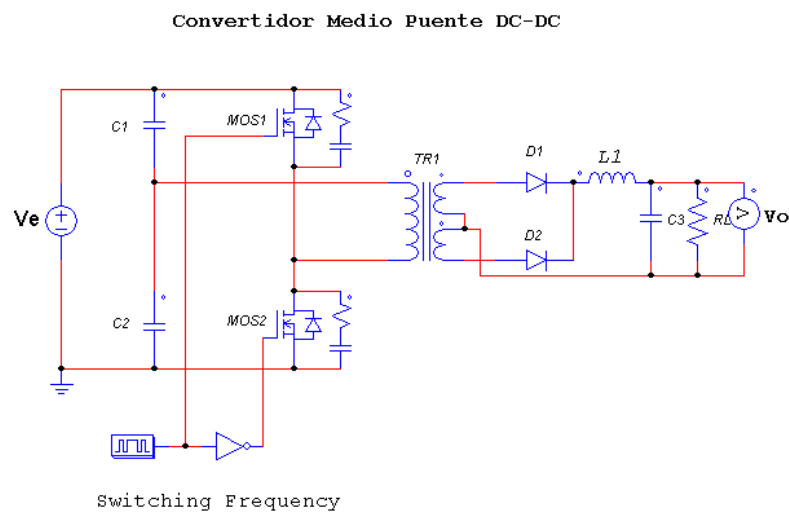


Figura 3.17: Topología Medio Puente

Se aprecia que el primario del transformador está conectado entre la unión central de los condensadores de desacoplo de entrada y la unión de la fuente del transistor T1 y el drenador del transistor T2. Si se dispara alternativamente los transistores T1 y T2 se conecta el extremo del primario a +310v y a 0v según corresponda, generando una onda cuadrada de 155v de valor máximo, a partir de la cual con una adecuada relación de espiras, rectificada y filtrada se obtiene la tensión de salida deseada.

Una ventaja de este sistema es que los transistores soportan como máximo la tensión de entrada durante el tiempo de apagado, mientras que en los sistemas Flyback, Push-Pull y Forward, esta tensión es cuando menos el doble. Esto permite, cuando la tensión de entrada es la red rectificada, la utilización de transistores de 400 a 500v, mientras que en las otras configuraciones se requerirían transistores de 800 a 1000v. La regulación se logra comparando una muestra de la salida con una tensión de referencia para controlar el ancho del estado de conducción de los transistores.

Características principales:

- Núcleos más pequeños.
- Baja dispersión de flujo magnético.
- La frecuencia en los filtros de salida es el doble de la frecuencia de conmutación.
- Filtro de reducidas dimensiones.

- Bajo ruido y rizado de salida.
- Fácil configuración como salidas múltiples.
- Ruido radiado relativamente bajo.
- Corriente elevada en los transistores

b) Convertidor Puente Completo

Este tipo de convertidor es idóneo para potencias superiores a 1000w, donde las corrientes en los transistores de conmutación son excesivas. En la Figura 3.18 se muestra el esquema de esta topología de fuente conmutada.

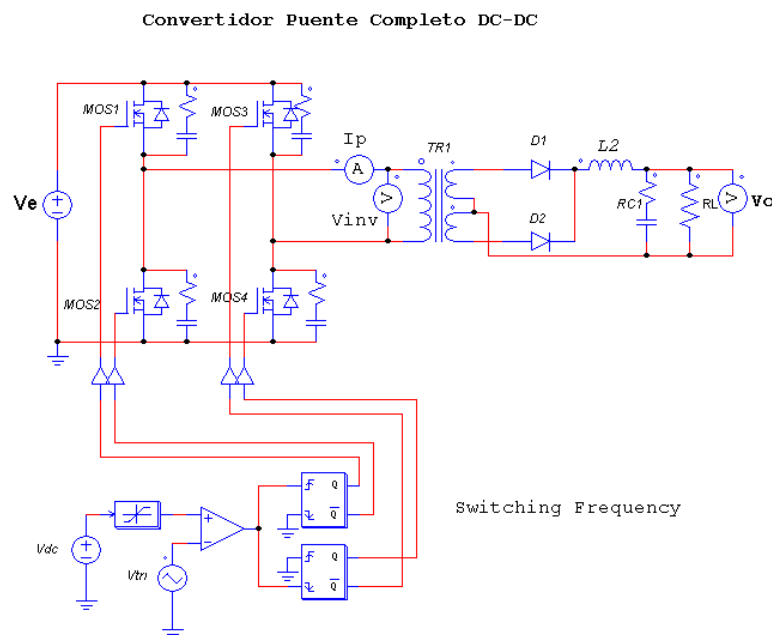


Figura 3.18: Topología Puente Completo

En esta topología, los transistores en ramas opuestas del puente T1 y T4 son disparados en fase y T2 y T4 en contrafase. La amplitud de la onda cuadrada en el primario del transformador es por tanto de 310v, doble que en la topología semipuente y por tanto mitad de corriente para una misma potencia. Si la conmutación en ambas ramas está algo desbalanceada hace que aparezca una componente continua en el transformador produciendo la saturación del núcleo magnético.

El empleo de cuatro transistores que deben ser excitados por separado, hace que el circuito de disparo sea más complejo.

Características principales:

- Altas potencias de salida.
- Núcleos más pequeños.
- Baja dispersión de flujo magnético.
- Filtro de reducidas dimensiones.

- Bajo ruido y rizado de salida.
- Disparo complejo de los transistores de potencia.
- Posible desbalance del flujo → Riesgo de asimetría.

A continuación, se representa una tabla comparativa entre las diferentes topologías [1]:

| Topology | Power Range (W) | $V_{in(dc)}$ Range | In/Out Isolation | Typical Efficiency (%) | Relative Parts Cost |
|-------------|-----------------|--------------------|------------------|------------------------|---------------------|
| Buck | 0–1000 | 5–40 | No | 78 | 1.0 |
| Boost | 0–150 | 5–40 | No | 80 | 1.0 |
| Buck-boost | 0–150 | 5–40 | No | 80 | 1.0 |
| 1T forward | 0–150 | 5–500 | Yes | 78 | 1.4 |
| Flyback | 0–150 | 5–500 | Yes | 80 | 1.2 |
| Push-pull | 100–1000 | 50–1000 | Yes | 75 | 2.0 |
| Half-bridge | 100–500 | 50–1000 | Yes | 75 | 2.2 |
| Full-bridge | 400–2000+ | 50–1000 | Yes | 73 | 2.5 |

Tabla 3.1: Comparativa entre las diferentes topologías DC/DC

3.2.4. Métodos de control de convertidores DC/DC

Para realizar el control de un convertidor de potencia es posible utilizar dos métodos: a) un control en lazo abierto; o b) un control en lazo cerrado. A continuación se detallan brevemente:

3.2.4.1. Control en lazo abierto

En el control en lazo abierto no existe realimentación inyectada de tensión o corriente, esto es no se recoge información de la salida, por lo que el disparo del transistor se realiza de forma independiente. El funcionamiento es “a ciegas”, de manera que el convertidor es muy sensible a los cambios de carga y a los cambios de la tensión de entrada (regulación de carga y regulación de línea). Normalmente se utiliza un temporizador basado en un circuito integrado (como el LM555) para dar una serie de pulsos al convertidor.

Es muy sencillo y barato, pero tiene el inconveniente de que el sistema es muy sensible a los parámetros del convertidor (L, C, semiconductores, etc.).

A continuación, se muestra el diagrama de bloques del control en lazo abierto:

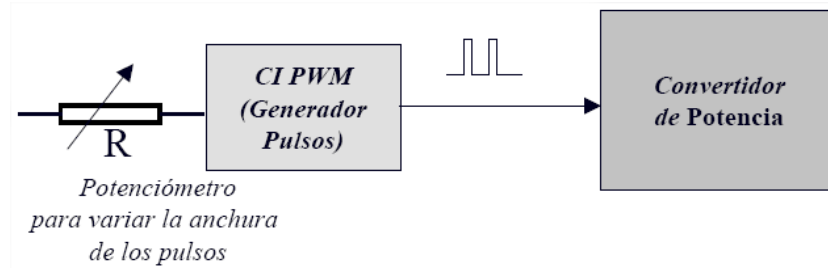


Figura 3.19: Control en lazo abierto

3.2.4.2. Control en lazo cerrado

Este tipo de control utiliza realimentación (divisores de tensión para medir tensiones y bobinas o resistencias en derivación para medir corrientes), para actuar sobre la anchura del pulso de disparo del transistor y mantener la salida constante. Es un método muy eficaz para que el sistema sea independiente de las posibles variaciones de los parámetros del convertidor (internos o externos). Obviamente es más caro y requiere de circuitos integrados específicos para realizar el control.

A continuación, se muestra el diagrama de bloques del control en lazo cerrado:

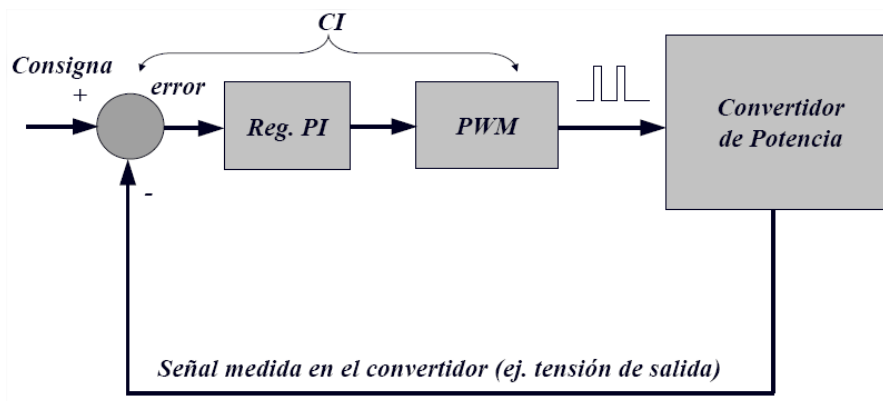


Figura 3.20: Control en lazo cerrado

Básicamente existen dos técnicas de control en lazo cerrado: a) control en modo tensión; y b) control en modo corriente.

3.2.4.2.1. Modo tensión

Trabajando con este método (pwm), habitualmente, la frecuencia de conmutación es constante y la señal que controla el transistor (estado abierto o cerrado), se genera comparando una tensión de control con una forma de onda repetitiva triangular.

La señal de la tensión de control generalmente se obtiene amplificando el error, o la diferencia entre la tensión de salida (medida) con el valor de tensión deseado, como se muestra en la Figura 3.21.

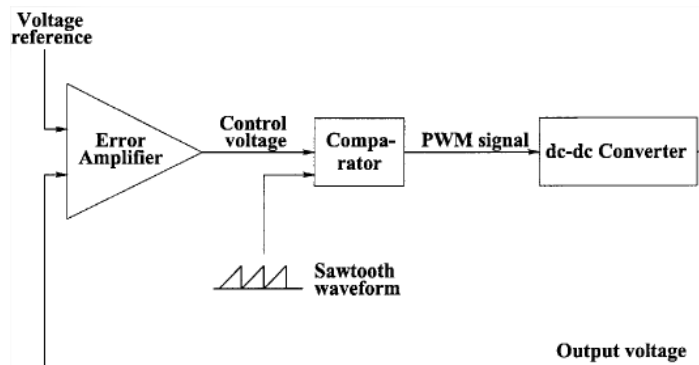


Figura 3.21: Control en lazo cerrado modo tensión

Es fácil de implementar mediante hardware, y goza de gran flexibilidad. Provee de una buena regulación de carga, sin embargo la regulación de línea es lenta debido a que los cambios en la entrada deben manifestarse primero en la salida para poder ser corregidos.

Tiene una ganancia pobre en lazo abierto, lo que obliga a tener una ganancia elevada en lazo cerrado para conseguir una regulación adecuada. Esto se agudiza si el filtro de salida es doble, ya que la atenuación del filtro implica una respuesta dinámica pobre.

En la práctica se deben tomar precauciones adicionales para evitar sobrecorrientes, pues solo serán detectables cuando la tensión de salida descienda bruscamente por sobrecarga.

3.2.4.2.2. Modo corriente

El sistema de control en modo corriente utiliza doble bucle de realimentación, el clásico vía amplificador de error, y un segundo bucle donde se toma una muestra de la corriente en el primario del transformador y la compara con la salida del amplificador de error. El transistor se activa mediante pulsos de reloj interno pero deja de conducir cuando la corriente de la inductancia anula la salida del amplificador de error, como se muestra en el esquema de la Figura 3.22.

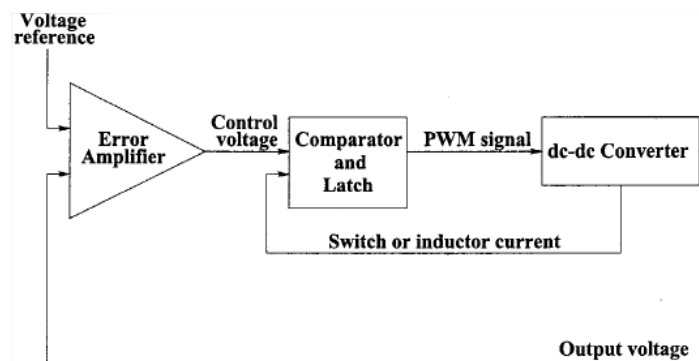


Figura 3.22: Control en lazo cerrado modo corriente

Al complementar el control regulado en tensión con el control en modo corriente, el bucle abierto se convierte en un sistema de primer orden, facilitando la estabilización y el control. Al mismo tiempo se reduce el problema de las Interferencias Electro Magnéticas (EMI) al evitarse las oscilaciones que se generan en condiciones transitorias.

Este método de control es de fácil aplicación en topologías Flyback y Forward. Sin embargo su aplicación es más compleja en topologías Push-Pull, Puente y Semipuente, en especial si se requiere disponer de salidas múltiples.

Presenta más ventajas que el modo de control en tensión, como son: una buena regulación de línea, una óptima respuesta dinámica, limitación de la corriente, y reparto de carga en configuraciones en paralelo.

Su uso se ha incrementado últimamente al disponer de circuitos integrados que incluyen PWM y control en modo corriente en el mismo encapsulado [3].

3.3. Estudio del inversor DC/AC

Para que un convertidor de energía funcione como inversor, debe transferir potencia desde un bus DC, hasta una carga AC. A la implementación circuital de este equipo se le denomina inversor y en ciertas aplicaciones donde trabaja en régimen oscilatorio se lo llama ondulator.

Estos pueden ser monofásicos o trifásicos y a su vez autónomos o no autónomos, y todos trabajan en conmutación, es decir que los semiconductores operan en corte y saturación.

La denominación de autónomo implica que son inversores cuya tensión y frecuencia de salida son propios y no están regidas por otras fuentes externas de energía, es decir que dichos parámetros son generados acorde al diseño adoptado y son los que entregan a la carga. Todos los inversores autónomos alimentados con fuente de tensión DC necesitan de diodos de recuperación de energía reactiva. Se diferencian de los inversores no autónomos en que estos no tienen una tensión y frecuencia propias, debido a que no operan en forma independiente sino que trabajan interconectados con una red de energía eléctrica (que de hecho es de tensión senoidal y normalmente trifásica), es decir trabajan en paralelo para alimentar a las cargas conectadas a dicha red.

Existen diferentes topologías, entre ellas: a) Medio Puente; y b) Puente Completo.

3.3.1. Topología Inversor Monofásico Medio Puente

Un inversor monofásico en configuración medio puente, tal y como se muestra en la Figura 3.23 está formado por dos semiconductores funcionando como interruptores conectados a una fuente de alimentación DC. Si el interruptor Q- se activa, el voltaje de entrada aparece a través de la carga. Si Q+ se activa, el voltaje a través de la carga se invierte, generando un voltaje en la carga tal y como se muestra en la Figura 3.23.

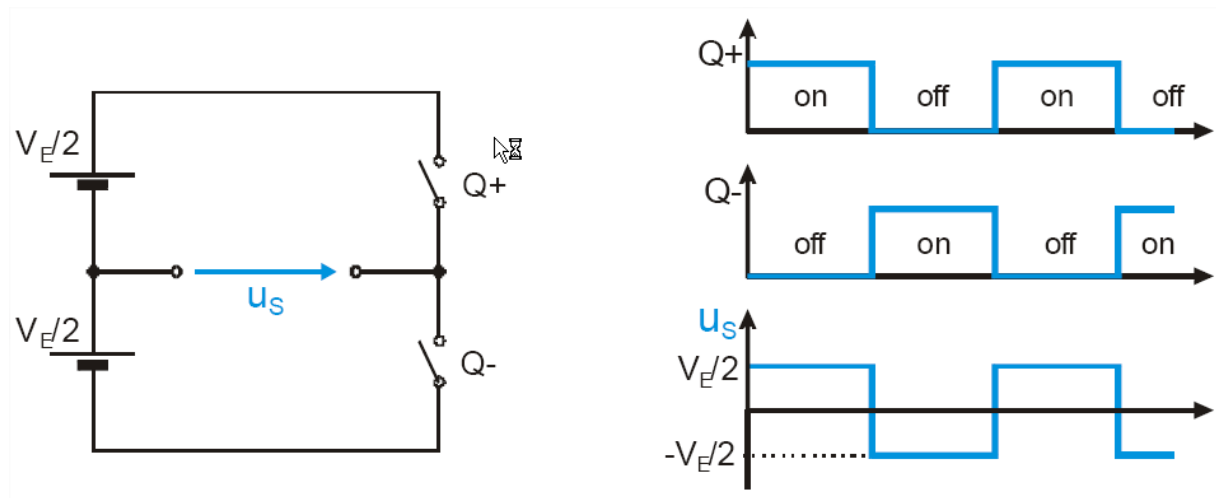


Figura 3.23: Topología inversor Medio Punte

Características:

- Tensión máxima que deben soportar los interruptores de potencia: V_e , más las sobretensiones que originen los circuitos prácticos.
- Tensión máxima en la carga $V_e/2$, por tanto para igual potencia corrientes más elevadas que en el puente completo.
- La frecuencia de salida es igual a la de conmutación de los interruptores.
- Topología adecuada para tensión de entrada DC alta y potencia en la carga media.

3.3.2. Topología Inversor Monofásico Puente Completo

Un inversor monofásico en configuración puente, tal y como se muestra en la Figura 3.24 está formado por cuatro semiconductores funcionando como interruptores conectados a una fuente de alimentación DC. Si los interruptores Q1 y Q4 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada aparece a través de la carga. Si Q2 y Q3 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, generando un voltaje en la carga tal y como se muestra en la Figura 3.24.

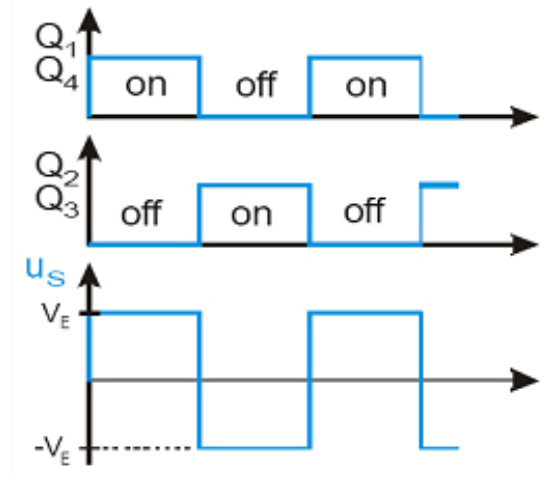
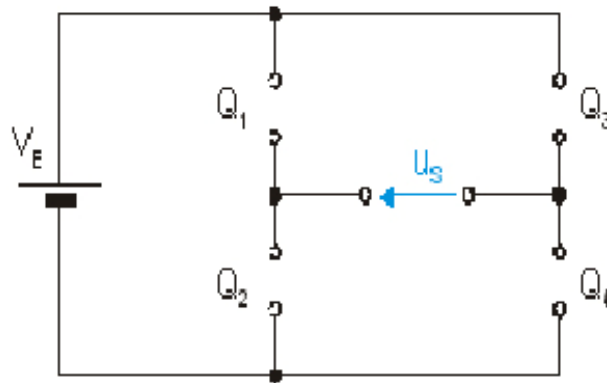


Figura 3.24: Topología inversor Puente Completo

Características:

- Tensión máxima que deben soportar los interruptores de potencia: V_E , más las sobretensiones que originen los circuitos prácticos.
- Tensión máxima en la carga V_E , por tanto para igual potencia corrientes más bajas que en el medio puente.
- Topología adecuada para tensión de entrada DC alta y potencia en la carga alta.
- Doble número de interruptores de potencia que en el medio puente, y de gobierno más complejo por no tener un terminal referido a masa (Q1 y Q3).

3.3.3. Modulación Senoidal de Anchura del Pulso (SPWM)

Un método de controlar el voltaje dentro del inversor involucra el uso de las técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM). Con esta técnica el voltaje de salida del inversor es controlado por la variación de la duración de los pulsos de voltaje de salida.

La técnica SPWM se basa en emplear una modulación múltiple (varios pulsos de disparo en cada medio ciclo de voltaje de salida), el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso.

Como se muestra en la Figura 3.25, para generar las señales de control de los interruptores de forma que se consigan formas de onda de este tipo son necesarias dos señales:

- Una señal de referencia: es la forma de onda que se pretende conseguir a la salida. En caso de los inversores suele ser una senoide.
- Una señal portadora: es la que establece la frecuencia de conmutación. Se utiliza una señal triangular.

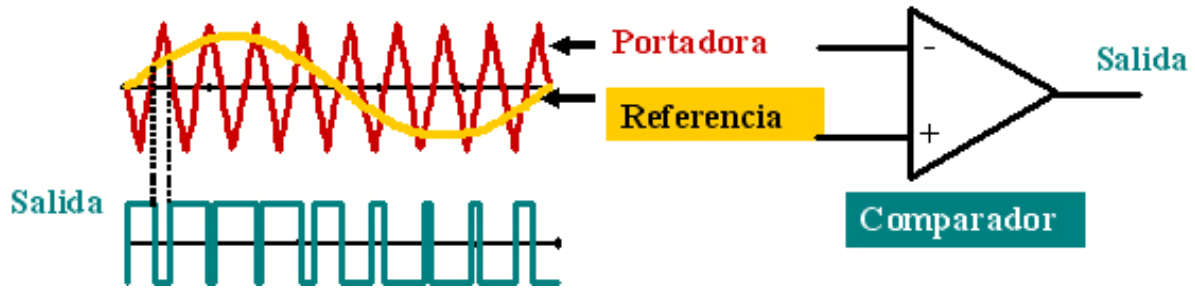


Figura 3.25: Esquema generación Spwm

El pwm empuja las armónicas en la onda de voltaje de salida al rango de las altas frecuencias, alrededor de la frecuencia de conmutación f_{tri} y sus múltiplos como m_f , $2m_f$, $3m_f$ y más, donde m_f es el índice de modulación en frecuencia = f_{tri}/f_{sin} . En cuanto a su selección, dado que es más fácil filtrar armónicos de alta frecuencia, cuanto mayor sea m_f más pequeño será el filtro necesario a la salida del inversor. En la práctica, el máximo valor de m_f está determinado por la máxima frecuencia de conmutación que permita unas pérdidas aceptables.

Para pequeños valores del índice de modulación en frecuencia ($m_f < 21$), la forma de onda de la señal triangular y la señal de control deben ser sincronizadas para evitar sub-armónicos de la frecuencia fundamental. Cuando m_f se hace grande, los sub-armónicos son reducidos mejorando este aspecto. Si m_f es impar, se puede demostrar como en la serie de Fourier de la tensión de salida aparecen únicamente armónicos de orden impar. Si m_f es par, aparecen armónicos pares e impares, junto con un nivel de continua.

El circuito de control debe adaptarse a la topología seleccionada no solo para el correcto funcionamiento del inversor, sino además para cumplir con las condiciones particulares que exija la aplicación.

Existen dos variantes de la técnica Spwm: a) Spwm bipolar; y b) Spwm unipolar. A continuación, se comentan brevemente.

3.3.3.1. SPWM Bipolar

Mediante esta técnica se utiliza una única señal de referencia senoidal V_{sin} , y una señal portadora triangular V_{tri} que fija la frecuencia de conmutación, de modo que:

Si $V_{sin} > V_{tri} \rightarrow V_o = +VDC$ (Q1 y Q4 ON).

Si $V_{sin} < V_{tri} \rightarrow V_o = -VDC$ (Q2 y Q3 ON).

En la Figura 3.26 se muestran las formas de ondas para la modulación Spwm bipolar:

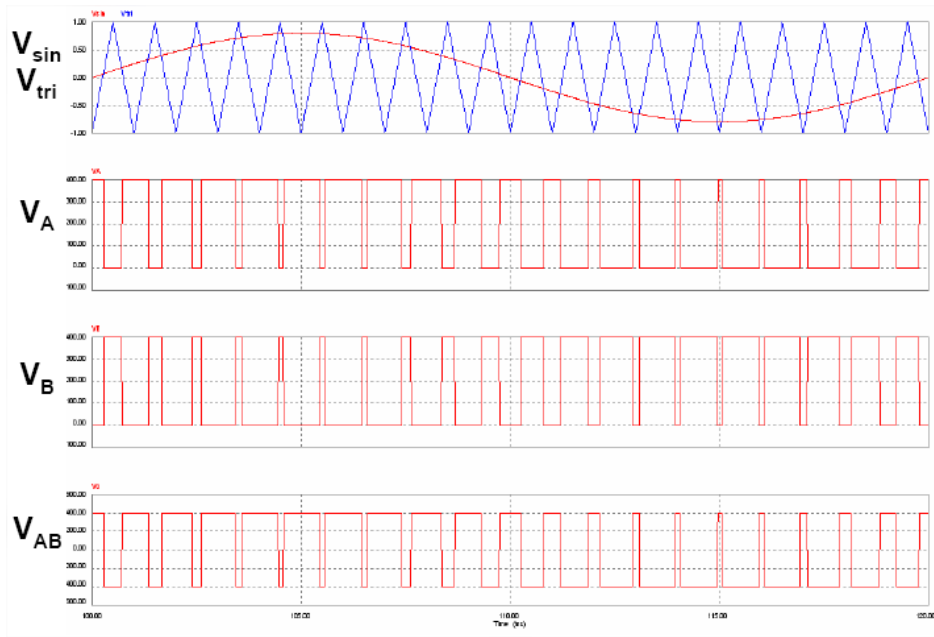


Figura 3.26: Formas de onda Spwm Bipolar

La serie de Fourier de la salida de la modulación PWM Bipolar es la mostrada en la Figura 3.27.

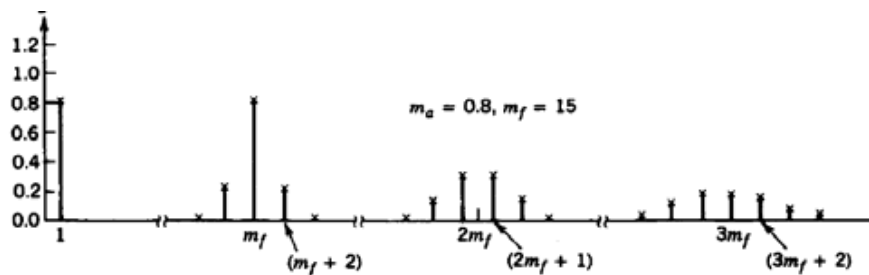


Figura 3.27: Serie de Fourier de la salida Spwm Bipolar

La forma de onda triangular está sincronizada con la de referencia, y se suele elegir una m_f que sea un entero impar. De esta forma, la salida del PWM muestra una simetría impar.

En la Tabla 3.2 se muestran los coeficientes de Fourier normalizados V_n/V_{DC} para modulación Spwm bipolar. Las amplitudes de los términos de las serie de Fourier dependen de las ondas moduladora y portadora.

| | | | | | | | | | | |
|---------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| ma | 0,10 | 0,20 | 0,30 | 0,40 | 0,50 | 0,60 | 0,70 | 0,80 | 0,90 | 1,00 |
| n=1 | 0,10 | 0,20 | 0,30 | 0,40 | 0,50 | 0,60 | 0,70 | 0,80 | 0,90 | 1,00 |
| n=mf | 1,27 | 1,24 | 1,20 | 1,15 | 1,08 | 1,01 | 0,92 | 0,82 | 0,71 | 0,60 |
| n=mf±2 | 0,00 | 0,02 | 0,03 | 0,06 | 0,09 | 0,13 | 0,17 | 0,22 | 0,27 | 0,32 |

Tabla 3.2: Coeficientes de Fourier normalizados para Spwm Bipolar

3.3.3.2. SPWM Unipolar

Mediante esta técnica se utilizan dos señales de referencia senoidal V_{\sin_p} y V_{\sin_n} , y una señal portadora triangular V_{tri} que fija la frecuencia de conmutación, de modo que:

Si $V_{\sin_p} > V_{tri} \rightarrow V_A = +V_{DC}$ (Q1 ON).

Si $V_{\sin_p} < V_{tri} \rightarrow V_A = 0$ (Q2 ON).

Si $V_{\sin_n} < V_{tri} \rightarrow V_B = 0$ (Q4 ON).

Si $V_{\sin_n} > V_{tri} \rightarrow V_B = +V_{DC}$ (Q3 ON).

En la Figura 3.28 se muestran las formas de ondas para la modulación Spwm unipolar:

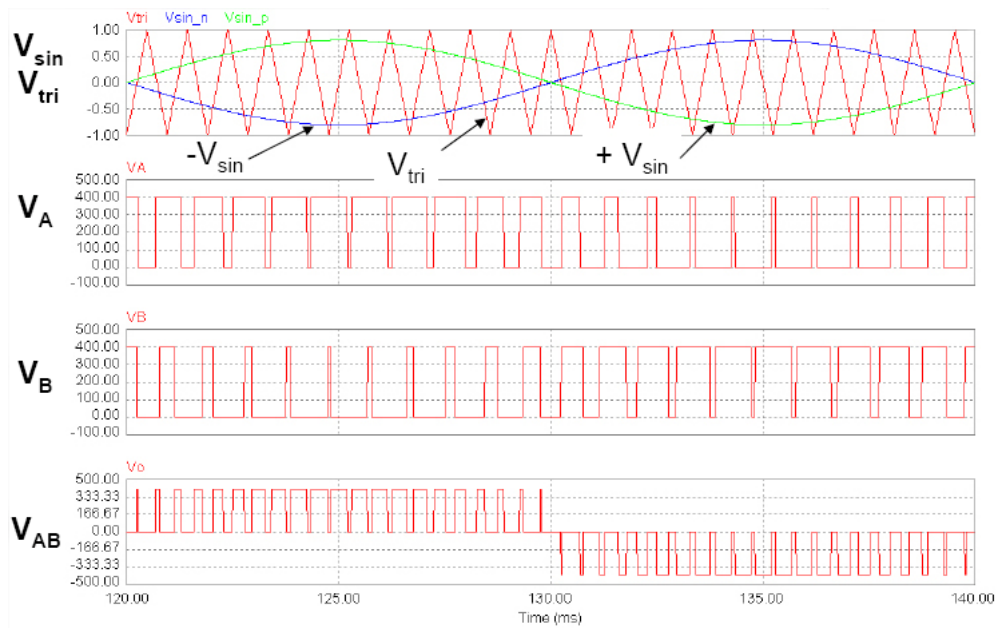


Figura 3.28: Formas de onda Spwm Unipolar

La serie de Fourier de la salida de la modulación PWM Unipolar es la mostrada en la Figura 3.29.

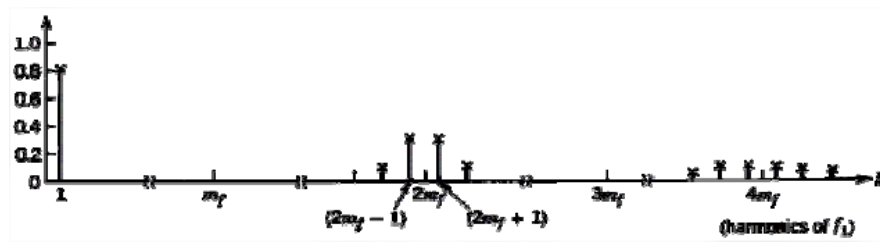


Figura 3.29: Serie de Fourier de la salida Spwm Unipolar

Si se elige una m_f que sea un entero par, se eliminan los armónicos impares múltiplos de m_f .

En la Tabla 3.3 se muestran los coeficientes de Fourier normalizados V_n/V_{DC} para modulación Spwm unipolar:

| | | | | | | | | | | |
|----------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| ma | 0,10 | 0,20 | 0,30 | 0,40 | 0,50 | 0,60 | 0,70 | 0,80 | 0,90 | 1,00 |
| n=1 | 0,10 | 0,20 | 0,30 | 0,40 | 0,50 | 0,60 | 0,70 | 0,80 | 0,90 | 1,00 |
| n=2mf±1 | 0,10 | 0,19 | 0,27 | 0,33 | 0,36 | 0,37 | 0,35 | 0,31 | 0,25 | 0,18 |
| n=2mf±3 | 0,00 | 0,00 | 0,01 | 0,02 | 0,04 | 0,07 | 0,10 | 0,14 | 0,18 | 0,21 |

Tabla 3.3: Coeficientes de Fourier normalizados para Spwm Unipolar

La principal ventaja que presenta el pwm con modulación de voltaje unipolar frente al bipolar, es que reduce el número de armónicos. Concretamente los armónicos de menor frecuencia están localizados alrededor del doble de la frecuencia de conmutación. Otra ventaja es que estresa en menor medida los componentes posteriores de filtrado, al conmutar la salida entre 0 y +/-VDC, en lugar de entre +VDC y -VDC [3].

3.3.3.3. Conclusiones

De la comparación de las distintas topologías se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- La amplitud del primer armónico de la tensión de salida del inversor (V_{ab}) es el doble en el puente completo que en el medio puente.
- Los armónicos aparecen a mayor frecuencia con PWM unipolar en comparación con PWM bipolar, pero el control es más complejo porque se necesitan dos señales moduladoras.

Con estas conclusiones, según los requerimientos del inversor, se puede optar por una u otra topología con el control adecuado. Así, para nuestra aplicación interesa una salida de máxima amplitud, por lo que conviene la topología de puente completo, y con armónicos desplazados en frecuencia lo máximo posible respecto al primer armónico, que será de frecuencia muy baja, para facilitar el filtrado, esto es, conviene un control pwm unipolar.

3.3.4. Parámetros de calidad

En la conversión CC/CA se utilizan los parámetros de eficiencia, a efectos de saber elegir el inversor para una aplicación determinada.

El inversor ideal debería entregar una onda de tensión senoidal, es decir sin contenido armónico, como lo es la tensión de red. Por tanto, mejor prestación y rendimiento tendrá aquel inversor cuya salida tenga menor cantidad de armónicos.

Los parámetros de eficiencia, muestran como se comporta cada circuito y se definen de la siguiente manera:

- Factor armónico de cada componente (HF_n):

Representa la contribución de una armónica de orden n cuyo valor eficaz es V_n respecto a la fundamental V_1

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (3.1)$$

- Distorsión armónica total (THD):

Toma en cuenta el valor eficaz de todas las armónicas presentes, respecto de la Fundamental.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{2,3,4,5,\dots}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (3.2)$$

Si la tensión de salida tiene un valor eficaz total V y la fundamental es V_1 , el valor eficaz resultante de todas las armónicas presentes se pueden calcular fácilmente como:

$$V_n = \sqrt{V^2 - V_1^2} \quad (3.3)$$

La modulación por anchura de pulsos (PWM) permite reducir el THD de la corriente de salida, por lo que se reduce el tamaño del filtro de salida.

- Factor de distorsión (DF):

Indica el contenido armónico total (sin indicar el correspondiente a cada armónica). Este valor es útil para el diseño de filtros de 2º orden, donde la armónica de orden n a filtrar es atenuada por n^2 .

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{2,3,4,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}}{V_1} \quad (3.4)$$

Este factor puede calcularse para una armónica individual de orden n :

$$DF_n = \frac{1}{V_1} \left(\frac{V_n}{n^2}\right) \quad (3.5)$$

- Armónica de menor orden (LOH):

Es la armónica cuya frecuencia es la más cercana a la fundamental y su amplitud es mayor o igual al 3% de la amplitud de la fundamental.

Esto toma importancia en los inversores comerciales, para conocer a partir de que armónica comienza la existencia de estas.

3.3.5. Red Snubber RCD

La conmutación de altas corrientes en cortos periodos de tiempo puede provocar transitorios de voltaje que pueden exceder la tensión máxima que soporta el IGBT, especialmente si la tensión de línea esta cercana a dicha tensión máxima.

Además de prevenir de transitorios debidos a las inductancias parásitas de la tensión de línea DC, la red snubber también se emplea para:

- Limitar dI/dt o dV/dt
- Actuar sobre la línea de carga para mantenerla dentro del área de funcionamiento seguro.
- Transferir la disipación de potencia del interruptor a una resistencia.
- Reducir las pérdidas de conmutación totales.

Hay tres tipos de redes Snubbers usadas en aplicaciones con IGBTs. El tipo usado dependerá en gran medida del nivel de potencia, de la frecuencia de conmutación, y del rutado del circuito. La Figura 3.30 muestra el tipo de redes, y su conexionado en medio puente.

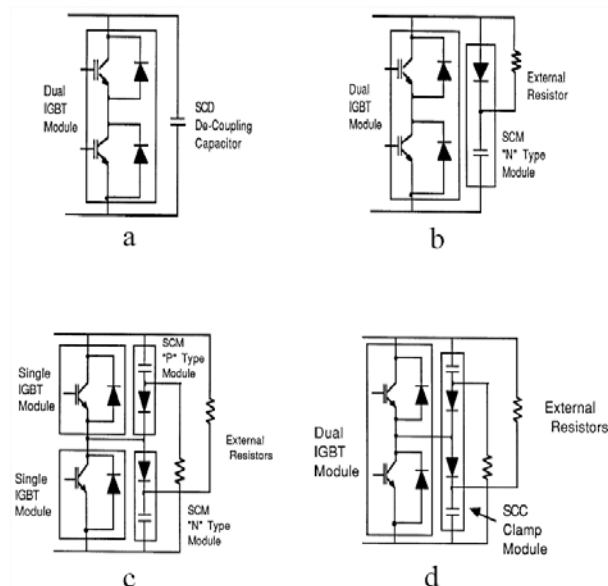


Figura 3.30: Tipos de redes Snubbers en inversores Medio Puento

La red tipo “de-coupling” es la más sencilla de implementar. En esencia es un condensador de baja inductancia conectado al bus de DC. Es efectiva reduciendo transitorios al crear un camino alternativo de baja inductancia durante la conmutación. Típicamente se usa en aplicaciones de media a baja corriente de salida. En aplicaciones de mayor amperaje, las oscilaciones entre la fuente y el condensador pueden producir un rizado de corriente que haga fallar el condensador.

Las redes RCD son usadas típicamente en aplicaciones de media a alta corriente. Este tipo de redes operan con el mismo principio de funcionamiento que las redes “de-coupling”, pero solo en el tiempo de apagado del interruptor. Cuando el IGBT se apaga, la energía almacenada en la bobina de línea es transferida al condensador. Se utilizan diodos ultrarrápidos, y de suave recuperación. El diodo bloquea las oscilaciones, y la sobrecarga del condensador es disipada a través de la resistencia.

En aplicaciones de mayor amperaje donde el inversor está formado por dos módulos IGBT simples tipo “p” y tipo “n”, se pueden aplicar redes SCM para suprimir el voltaje inverso como se muestra en el apartado (c) de la Figura 3.30. Modelos duales de IGBT también pueden ser protegidos mediante una red SCC estilo “clamp” como se muestra en el apartado (d). En el tiempo de apagado, el diodo snubber entra en conducción y se activa la red. La energía almacenada en la inductancia de línea es absorbida por el condensador snubber. Durante el encendido el condensador que ha sido cargado por la línea DC se descarga por el diodo de libre circulación, los IGBTs, y la resistencia snubber. Esto reduce la tensión transitoria de recuperación inversa [6].

3.3.6. Salida del inversor

La salida de un inversor modulado por pwm puede ser ajustada para que sea: a) una senoide pura; b) senoidal modificada; o c) onda cuadrada. Esto viene indicado por el índice de modulación en amplitud, definido como:

$$ma = \frac{V_{senoidal}}{V_{triangular}} \quad (3.6)$$

De esta forma variando el índice de modulación de amplitud ma , para una tensión de alimentación constante se puede modificar la tensión a la salida del inversor. No obstante, dependiendo del índice de modulación, la distribución de los armónicos en la salida es distinta. Así para:

- $ma \leq 1$ los armónicos se sitúan a alta frecuencia alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. El voltaje pico de la componente de frecuencia fundamental de voltaje de salida preserva una relación lineal entre el índice de modulación en amplitud y el valor VDC, según la ecuación

$$V_{o1} = ma \cdot V_{DC} \quad (3.7)$$

- $ma > 1$ se produce un efecto conocido por el nombre de sobremodulación, que tiene por resultado un aumento en el contenido armónico. De hecho para este caso, la amplitud de la componente de frecuencia fundamental no varía linealmente con ma .

Según esto, se distinguen tres zonas de funcionamiento: a) Zona lineal; b) Sobremodulación; y c) Onda cuadrada; como se muestra en la Figura 3.31.

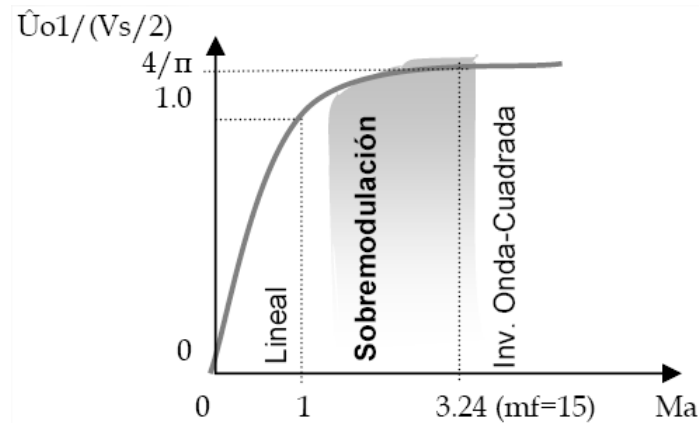


Figura 3.31: Zonas de funcionamiento del inversor

a) Zona lineal:

Características:

- La relación de amplitud de modulación está comprendida entre 0 y 1.
- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida es proporcional a m_a .
- Existe una banda de armónicos alrededor de m_f , $2m_f$, $3m_f$, etc.

En la Figura 3.32 se muestran las formas de onda características de la zona lineal.

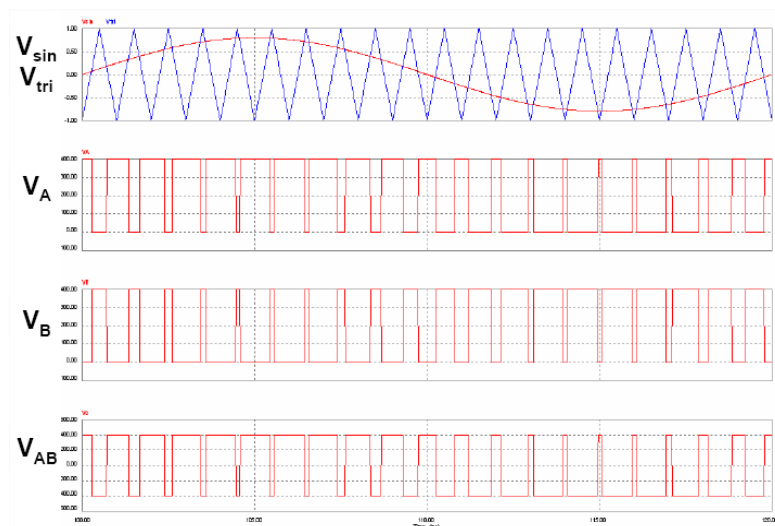


Figura 3.32: Formas de onda en zona lineal

b) Sobremodulación:

Características:

- La relación de amplitud de modulación es mayor que 1.
- Se producen muchos más armónicos.

- La amplitud de los armónicos dominantes en la zona lineal, no son dominantes durante la sobremodulación.
- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida no solamente depende de m_a , sino que también depende de m_f , por lo cual la relación con la tensión de entrada deja de ser lineal.

En la Figura 3.33 se muestran las formas de onda características de la sobremodulación.

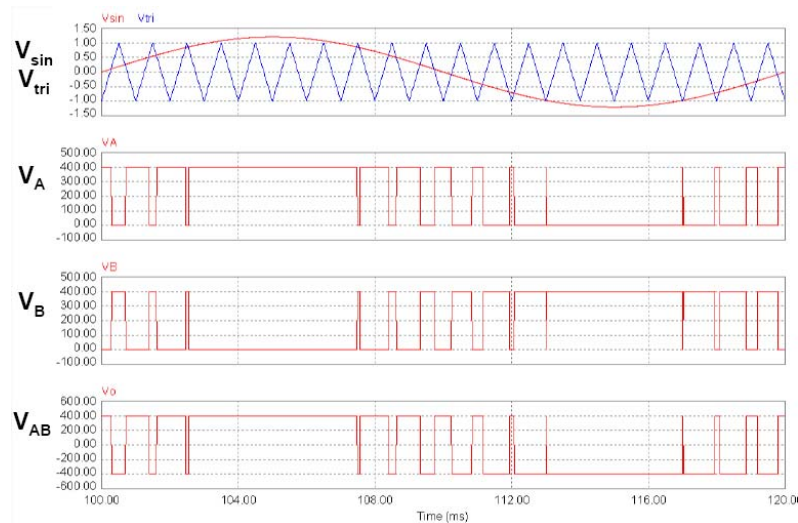


Figura 3.33: Formas de onda en sobremodulación

c) Onda cuadrada:

Características:

- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida, toma el valor máximo durante todo este período.
- El valor máximo de la amplitud es de 1,273 veces la tensión de entrada.
- El número de armónicos es mayor que en los casos anteriores, por lo tanto la tensión a la salida es menos senoidal pura.

En la Figura 3.34 se muestran las formas de onda características de la onda cuadrada.

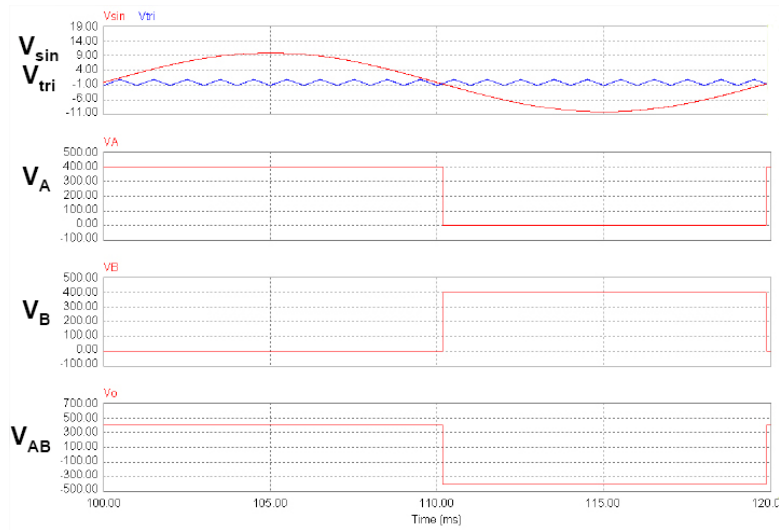


Figura 3.34: Formas de onda en onda cuadrada

4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL INVERSOR

Seguidamente se detalla el proceso de diseño para cada bloque del inversor, en el que se incluyen cálculos teóricos, simulaciones y resultados experimentales.

4.1. Diseño del Rectificador AC/DC

A continuación se detalla el diseño del rectificador AC/DC; la topología seleccionada, especificaciones, y cálculos teóricos.

4.1.1. Topología Usada

La topología seleccionada es la rectificadora de onda completa con filtro capacitivo por tener un mayor rendimiento, mayor intensidad media en la salida, y una notable reducción del rizado frente a la topología rectificadora de media onda.

En la Figura 4.1 se muestra el diagrama de bloques del modulo rectificador:

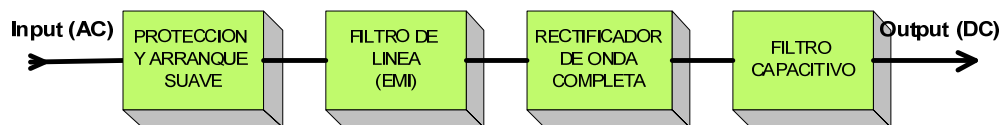


Figura 4.1: Diagrama de bloques del rectificador AC/DC

Consta de un circuito de protección y arranque suave, un filtro de línea, el rectificador propiamente dicho, y el filtro de salida capacitivo.

4.1.2. Especificaciones

En las especificaciones de este bloque se tienen en cuenta las características de la salida. Ésta debe ser capaz de suministrar la suficiente potencia para el correcto funcionamiento del convertidor DC/DC en un rango de tensión adecuada. La mayoría de las fuentes conmutadas operan en el rango de 180 a 260 VAC, lo que supone una tolerancia de $\pm 40\%$ del voltaje nominal fase-neutro en España que es de 220 VAC. Igualmente, la salida rectificadora podrá oscilar entre los límites correspondientes en DC, estimados en el rango de 220 a 370 VDC.

La conversión de corriente alterna de la red de suministro eléctrico a un voltaje de corriente directa para la alimentación del convertidor DC/DC, se realiza mediante un rectificador monofásico no controlado de diodos.

En cuanto a la potencia que debe suministrar el rectificador, se estima como nominal para la etapa posterior en 250W, por lo que debe entregar como mínimo este valor. En la elección del

puente rectificador, se establece este parámetro. Si se tiene una salida de 310VDC, la corriente que debe ser capaz de entregar será del orden de los 0.8 A.

4.1.3. Cálculos previos y elección de componentes

En el diseño del rectificador para la entrada de una fuente conmutada DC/DC se deben tener en cuenta algunos elementos adicionales que deben incorporarse para el buen funcionamiento del conjunto, y aislar la red de alimentación de perturbaciones. Estos son: fusibles, resistencias limitadoras de corriente inicial, filtros de línea y capacitivos. A continuación se detalla la función de cada elemento y su elección [2].

Resistencia de arranque (NTC)

Al arrancar una fuente conmutada, la impedancia presentada a la red es muy baja al encontrarse los condensadores descargados, sin una resistencia en serie adicional la corriente inicial sería excesivamente alta. Se debe colocar en serie con la entrada una resistencia NTC (coeficiente negativo de temperatura), que limita esta corriente a un valor aceptable. Cuando estas resistencias se calientan debido al paso de corriente, sus resistencias disminuyen y no suponen pérdidas en el rendimiento. Las fuentes de media y gran potencia disponen de circuitos activos con resistencia limitadora que se cortocircuita por medio de relés o de conmutadores estáticos cuando ya están los condensadores cargados.

Para este apartado, se escogió un termistor NTC de 10Ω en serie con la entrada que cumple el arranque suave inicial.

Fusible

Adicionalmente se coloca un fusible a modo de protección para cortar el suministro cuando se demanda una corriente excesiva o anómala. Su valor se selecciona en función de la corriente de arranque y máxima de funcionamiento. Se estima un fusible de 250V y 3A.

Filtro de líneas

Uno de los principales generadores de interferencia electromagnética (EMI), son las fuentes de alimentación conmutadas, por lo que es necesario un filtro que las elimine. Para reducir la EMI generada a valores admisibles, deberá añadirse un filtro adicional (que contendrá una o más inductancias), lo que supone una complicación intrínseca, por la estructura del convertidor.

Forma un filtro paso bajo con el fin de evitar inyectar a la red ruidos e interferencias provocadas por la conmutación a alta frecuencia, y cuya frecuencia de corte no debe ser superior de 2 o 3 veces la frecuencia de operación de la fuente. Con estas consideraciones se selecciona un inductor de choque en modo común de 5,5mH, y dos condensador tipo MKP de 220nF.

Además del filtrado de ruidos reinyectados a la red que incorporan las fuentes conmutadas, es aconsejable la utilización de un varistor conectado a la entrada, para proteger contra picos de tensión generados por la conmutación en circuitos inductivos o por tormentas eléctricas.

Rectificador de entrada

Los rectificadores deben soportar una tensión inversa de 600V para la entrada convencional de 220V_{AC}. Se seleccionó el puente rectificador B250C3300 que cumple la condición anterior, y tiene una corriente máxima de salida de 5 amperios a 250V_{RMS} de entrada.

Condensador de entrada de línea

Para el filtrado de la tensión rectificadora se utilizan condensadores electrolíticos que presentan capacidades elevadas aptas para reducir al máximo el rizado de salida. Estos deben ser de bajo ESR (baja resistencia interna) para evitar sobrecalentamientos, y aptos para la tensión de aplicación. Es conveniente conectar en paralelo con estos otros condensadores tipo MKP para un mejor desacople de la alta frecuencia de conmutación.

Para la elección del condensador de filtrado DC, se coge un valor en función de la potencia de entrada. Para el sistema europeo, se estima como 1,5μF por Vatio, entonces:

$$C_{DC} = 1.5 \mu F \cdot W = 1.5 \mu F \cdot 250 W = 375 \mu F \approx 330 \mu F$$

Se selecciona un condensador de Epcos con las siguientes características: C=330μF, 400V de tensión nominal, y R_{ESR}=270mΩ.

4.1.4. Simulaciones de rectificador AC/DC

Para la simulación del rectificador con filtro, se modela el esquemático de la Figura 4.2 en Psim.

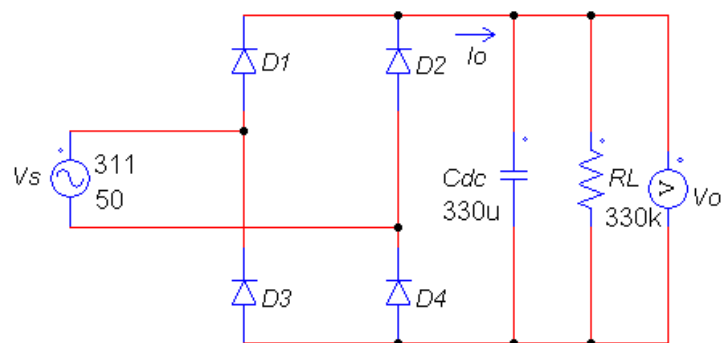


Figura 4.2: Modelo de simulación para el rectificador AC/DC

Con la carga resistiva indicada en el esquemático, se obtiene la gráfica temporal mostrada en la Figura 4.3.

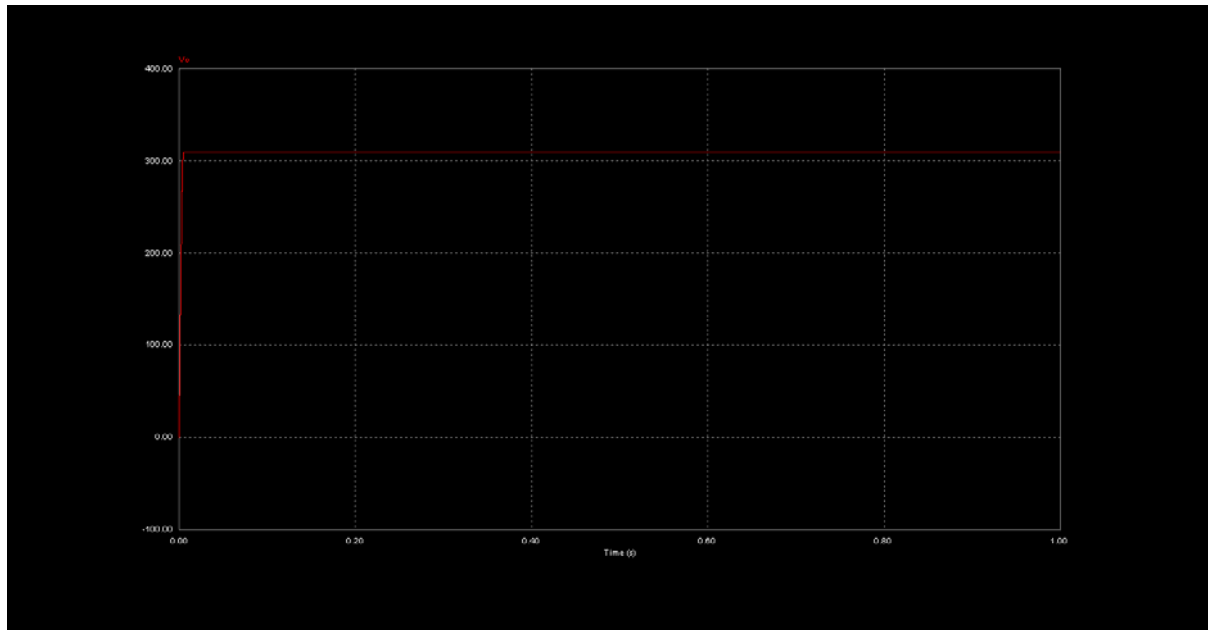


Figura 4.3: Respuesta de la simulación del rectificador AC/DC

Como se aprecia en la gráfica no se observan variaciones considerables en la carga, por lo que esta topología es apta para la entrada del convertidor DC/DC. De cualquier forma, la conmutación de convertidor es muy rápida y las transiciones no se aprecian a la frecuencia de red que trabaja el rectificador.

4.2. Diseño del Convertidor DC/DC reductor-elevador

A continuación se detalla el diseño del convertidor DC/DC; la topología seleccionada, especificaciones, y cálculos teóricos.

4.2.1. Topología Usada

La topología seleccionada es la topología Flyback operando en modo de conducción discontinuo, pues es la más indicada para las tensiones y corrientes necesarias en el ensayo.

El convertidor Flyback opera en Modo de Conducción Discontinuo (MCD), cuando la corriente en el primario empieza en cero al principio de cada ciclo de conmutación. Esto es debido a que el secundario del transformador ha descargado toda la energía almacenada en el periodo anterior. Si esta transferencia de energía no es completa, la corriente en el primario empezará en un valor mayor que cero en el comienzo de cada ciclo. Entonces el Flyback estará operando en Modo de Conducción Continuo (MCC). MCD se caracteriza por tener corrientes en forma triangular, mientras que en MCC las corrientes tienen forma trapezoidal.

Normalmente MCC se utiliza para maximizar la potencia de salida y reducir la corriente rms en el primario. Sin embargo, la respuesta dinámica es considerablemente peor que en MCD.

La topología Flyback presenta las siguientes ventajas:

- No tiene filtros con bobinas en serie con cada salida (como ocurre en el convertidor Forward).
- Solo se requiere un rectificador para cada salida en lugar de los dos del convertidor Forward, lo que reduce el número de componentes y el ensamblaje.
- El tiempo de recuperación inversa del rectificador no es crítico porque la corriente inversa se hace cero antes de que se aplique el voltaje inverso.
- El transformador Flyback en modo discontinuo es mucho más pequeño porque la energía magnética almacenada es entre 1/5 a 1/10 la energía magnética de circuitos en modo de conducción continuo comparables.
- Los circuitos de encendido están simplificados porque la corriente de carga en el interruptor de potencia es cero durante el encendido.
- Es más simple cerrar el lazo de realimentación por las características del polo simple del circuito de potencia.
- La respuesta transitoria es excelente, el circuito puede diseñarse para corregir grandes variaciones en la línea o en la carga en poco más de un ciclo de la frecuencia de conmutación.
- Las EMI en conducción son reducidas porque el encendido del transistor ocurre con la corriente cero en el colector.

En la Figura 4.4 se representan los bloques de los que consta el convertidor [4].

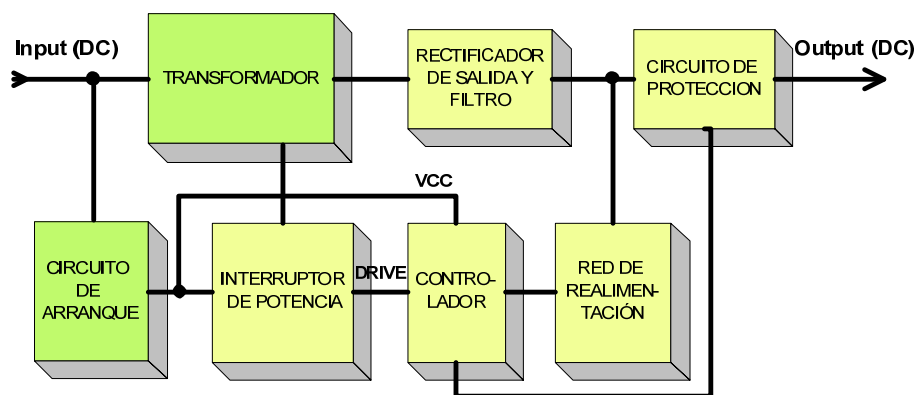


Figura 4.4: Diagrama de bloques del convertidor DC/DC

Consta de un circuito de arranque para el controlador, un transformador Flyback con varias salidas, los rectificadores y filtros de salida, el interruptor de conmutación, la red de realimentación, y el controlador con sus funciones de protección.

4.2.2. Especificaciones

Para el convertidor DC/DC se busca que el sistema entregue una tensión DC regulada que pueda ser ajustada entre unos márgenes más o menos amplios. La potencia de salida debe mantenerse constante en un valor prefijado de 150W (para la salida de mayor potencia). Para ello, se tienen las siguientes especificaciones:

- Eficiencia estimada del convertidor del orden del 80%.
- Potencia máxima de entrada de 250W.
- Frecuencia de conmutación de 50-100kHz.
- Rango de entrada al convertidor 220 a 370 VDC.

El nivel de tensión DC que entrega la fuente debe ser constante conforme a una referencia elegida mediante un potenciómetro. En teoría, la salida podrá ser ajustada entre 125 y 325 VDC. Esto se verá en el proceso de diseño.

4.2.3. Cálculos previos y elección de componentes

En la Figura 4.5 se muestra el diagrama de flujo del procedimiento de diseño del convertidor Flyback DC/DC paso a paso [7].

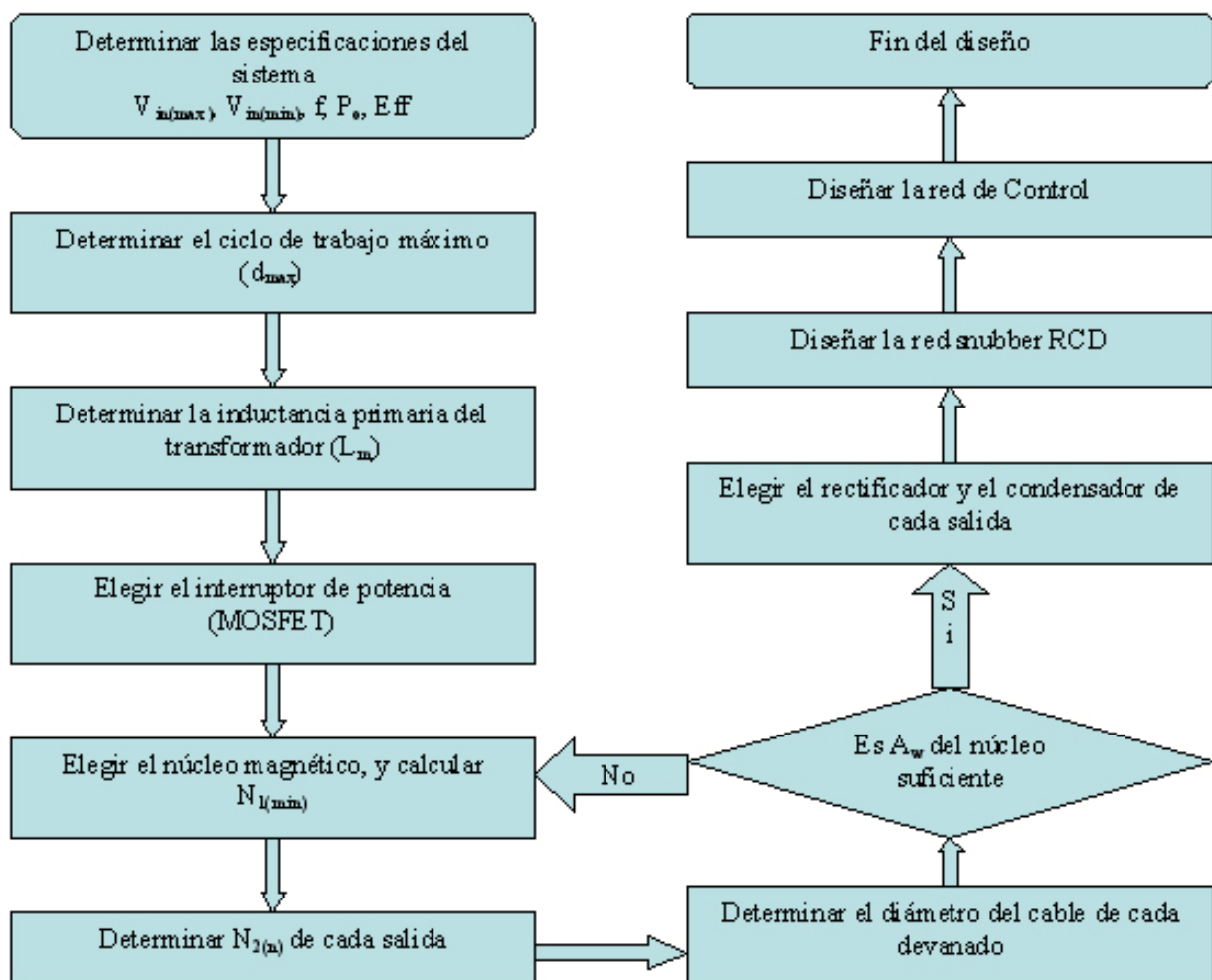


Figura 4.5: Diseño del convertidor DC/DC

A continuación se detalla el proceso de diseño:

Especificaciones del sistema:

La eficiencia estimada en un convertidor Flyback para altas tensiones de salida oscila entre un 80% y un 85%. Con este valor, se puede estimar la máxima potencia de entrada, según la expresión:

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (4.1)$$

Po es la potencia máxima de salida. Para el sistema planteado:

$$P_{in} = \frac{200W}{0.8} = 250W$$

Para el diseño del convertidor se coge un amplio rango de entrada de línea, para suplir sus posibles variaciones. Según la entrada europea de $220V_{AC}$, y asumiendo una variación de $\pm 20\%$, se escoge $V_{AC(max)}=264V_{AC}$, y $V_{AC(min)}=176V_{AC}$ a 50Hz.

Con el valor de C_{DC} seleccionado, se calcula el valor mínimo de tensión continua según la expresión:

$$V_{DC(min)} = \sqrt{2 \cdot (V_{AC(min)})^2 - \frac{P_{in} \cdot (1 - D_{ch})}{C_{DC} \cdot f}} \quad (4.2)$$

D_{ch} es el ciclo de carga del condensador C_{DC} , cuyo valor típicamente es 0.2 como se muestra en la Figura 4.6. Según la ecuación (4.2), se tiene:

$$V_{DC(min)} = \sqrt{2 \cdot (176V_{AC})^2 - \frac{250W(1 - 0.2)}{330\mu F \cdot 50Hz}} \approx 223V_{DC}$$

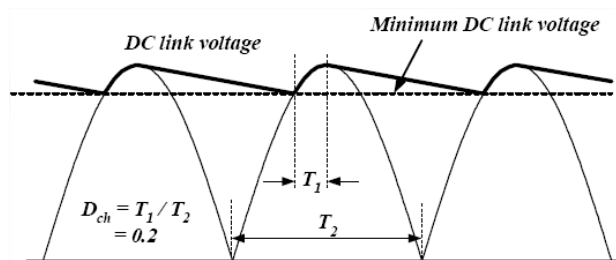


Figura 4.6: Ciclo de carga y rizado del condensador de entrada

El máximo valor de tensión continua se calcula como $V_{DC(max)} = \sqrt{2} \cdot V_{AC(max)} \approx 373V_{DC}$

Máximo ciclo de trabajo

El convertidor Flyback puede operar en dos modos de funcionamiento, estos son: a) el modo de conducción continuo (MCC), y b) el modo de conducción discontinuo (MCD). Para este modelo,

se usa el MCD pues es el recomendado para altas tensiones y bajas corrientes de salida. En este modo, la ganancia del convertidor no solo depende del ciclo de trabajo, sino que también depende de la carga. Si se supone que el convertidor trabaja próximo a la frontera entre ambos modos, se simplifican las ecuaciones.

Se calcula el ciclo de trabajo máximo (d_{\max}), en función del voltaje máximo que puede soportar el interruptor de potencia, este es, la suma del voltaje de entrada y del voltaje reflejado en el primario del transformador (V_{RO}).

$$V_{ds(nom)} = V_{DC(max)} + V_{RO} \quad (4.3)$$

Donde:

$$V_{RO} = \frac{\partial_{\max}}{1 - \partial_{\max}} \cdot V_{DC(min)} \quad (4.4)$$

El máximo ciclo de trabajo se calcula para un porcentaje entre el 65-70% de la tensión máxima que puede soportar el interruptor, dejando así un margen de protección. Si se escoge como interruptor de potencia un MOSFET cuya tensión de ruptura es de 900V, a partir de la ecuación (4.3), se tiene:

$$V_{RO} = V_{ds(70\%)} - V_{DC(max)} = 630V - 373V = 257V \Rightarrow \partial_{\max} = \frac{V_{RO}}{(V_{RO} + V_{DC(min)})} \Rightarrow \partial_{\max} = 0.54$$

Actualmente se utilizan solo dos dispositivos para realizar conmutaciones de potencia: los transistores bipolares clásicos de potencia y los MOSFET (transistor de efecto de campo con compuerta aislada). El primero es por mucho el más utilizado ya que se caracteriza por su bajo costo y su gran confiabilidad, sin embargo es difícil de excitar y está más limitado en frecuencias de conmutación. En este proyecto se utilizarán transistores MOSFET que prácticamente no requieren potencia de excitación, y no presentan problemas a altas frecuencias.

Transformador Flyback

En el transformador Flyback la energía magnética es almacenada en el núcleo magnético a través del devanado primario para ser transferida al secundario cuando el circuito primario se apaga. En consecuencia, las clásicas relaciones de transformación entre el primario y el secundario no se aplican directamente. Ahora la tensión, el tiempo y la energía se convierten en las principales características.

Para continuar con el diseño, debe calcularse la corriente de pico en el primario, así como el tipo y el diseño del núcleo magnético. También es necesario introducir un entrehierro para un funcionamiento adecuado del transformador.

Se tienen las siguientes ecuaciones:

$$I_{ds(rms)} = \sqrt{\frac{\partial_{\max}}{3} \left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2 \right]} \quad (4.5)$$

$$I_{ds(pk)} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (4.6)$$

Donde:

$$I_{EDC} = \frac{P_{in}}{V_{DC(\min)} \cdot \partial_{\max}} \quad (4.7)$$

$$\Delta I = \frac{V_{DC(\min)} \cdot \partial_{\max}}{L_{pri} \cdot f_s} \quad (4.8)$$

Por tanto, a partir de las ecuaciones (4.5) y (4.6), se tiene:

$$I_{ds(rms)} = \sqrt{\frac{0.54}{3} \left[3(2.07 A)^2 + \left(\frac{3.71 A}{2}\right)^2 \right]} \approx 1.65 A$$

$$I_{ds(pk)} = 2.07 A + \frac{3.71 A}{2} = 3.92 A$$

Esta corriente de pico debe ser soportada por el interruptor de potencia, por lo que será otro parámetro para su elección. En concreto, se ha seleccionado como interruptor de potencia el modelo STW9NK90Z de STMicroelectronics, cuyas características son: $V_{DSS}=900V$, y $I_D=8A$.

El devanado primario se comporta como una bobina elemental durante el tiempo en el que el interruptor está encendido, y obedece la siguiente relación:

$$L_{pri} = \frac{(V_{DC(\min)} \cdot \partial_{\max})^2}{2 \cdot P_{in} \cdot f_s \cdot K_{RF}} \quad (4.9)$$

K_{RF} es el factor de rizado a plena carga y bajo mínimo voltaje (para MCD $K_{RF}=1$).

Para el devanado primario se tiene:

$$L_{pri} = \frac{(223V \cdot 0.54)^2}{2 \cdot 250W \cdot 83kHz \cdot 1} = 348.17 \mu H \Rightarrow \text{optimizando } L_{pri} = 390 \mu H$$

Este valor de esta inductancia se considera el máximo valor por encima del cual la fuente caerá fuera de regulación ante una entrada de línea inferior.

La relación de vueltas entre el primario y el secundario, se calcula como:

$$n = \frac{V_{RO}}{V_{out} + V_{fwd}} \quad (4.10)$$

V_{out} es la tensión de salida de mayor potencia, y dado que se busca que el convertidor tenga salida ajustable, se estima un valor promedio de 300V para realizar los cálculos. En la práctica este valor tendrá variaciones debidas al ajuste.

Por tanto, según la ecuación (4.10) se tiene la siguiente relación de vueltas:

$$n = \frac{257V}{300V + 2.1V} = 0.85$$

La energía que se almacena en el núcleo cada vez que el interruptor se enciende se calcula como:

$$E_{almacenada} = \frac{L_{pri} \cdot (I_{pk})^2}{2} \quad (4.11)$$

Para el diseño, se obtiene:

$$E_{almacenada} = \frac{390\mu H \cdot (3.92A)^2}{2} = 3mJ$$

Para comprobar que la capacidad máxima de potencia de salida del transformador puede satisfacer las necesidades de potencia máxima en la carga, se parte de la siguiente expresión:

$$P_{in(core)} = \frac{1}{2} L_{pri} \cdot (I_{pk})^2 \cdot f_s \quad (4.12)$$

Debe cumplirse que:

$$P_{in(core)} > P_{out} \Rightarrow 249.6W > 200W$$

Para la selección del núcleo magnético, teniendo en cuenta la potencia de salida, se escoge uno de material N87 de Epcos, y en concreto el modelo ETD49 con entrehierro de 0.5mm. Este modelo tiene las siguientes características: $B_{sat}=400mT$; $A_e=211mm^2$; $l_e=114mm$; Gapped AL valor= $525nH/T^2$ [10].

Una vez seleccionado el núcleo magnético, el número de vueltas mínimo del devanado primario que evitan la saturación del núcleo viene dado como:

$$N_{pri(min)} = \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}} \quad (4.13)$$

Según los cálculos previos, se tiene:

$$N_{pri(\min)} = \sqrt{\frac{390\mu H}{525\eta H}} = 27.26 \approx 28 \text{ vueltas}$$

El número de vueltas del devanado secundario, viene dado en la siguiente fórmula:

$$N_{sec(n)} = \frac{N_{pri}(V_{out(n)} + V_{fwd(n)})(1 - \delta_{(\max)})}{V_{in(\min)} \cdot \delta_{(\max)}} \quad (4.14)$$

Para el devanado secundario principal de mayor potencia, se tiene:

$$N_{sec(1)} = \frac{28(300V + 2.1V)(1 - 0.54)}{223V \cdot 0.54} \approx 32 \text{ vueltas}$$

El convertidor dispondrá de un devanado adicional para alimentar los drivers de disparo del puente inversor, que se calcula de forma análoga:

$$N_{sec(2)} = \frac{28(25V + 1.05V)(1 - 0.54)}{223V \cdot 0.54} \approx 3 \text{ vueltas}$$

El número de vueltas del devanado de alimentación del circuito de control (V_{CC}), se calcula como:

$$N_{V_{CC}} = \frac{V_{CC} + V_{fwd(V_{CC})}}{V_{o(1)} + V_{fwd(1)}} \cdot N_{sec(1)} \quad (4.15)$$

Según la ecuación (4.15), para el devanado de alimentación se tiene:

$$N_{V_{CC}} = \frac{25V + 1.7V}{300V + 2.1V} \cdot 32 \approx 3 \text{ vueltas}$$

El transformador Flyback requiere de entrehierro, para calcularlo se recurre a la siguiente expresión. No obstante, esta es una mera comprobación, ya que el entrehierro se ha fijado previamente en 0.5mm en la elección del núcleo magnético:

$$l_{gap} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot N_{pri}^2 \cdot A_e}{L_{pri}} \quad (4.16)$$

Según la ecuación (4.16), se tiene:

$$l_{gap} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 28^2 \cdot 211\text{mm}^2}{390\mu H} = 0.53\text{mm}$$

A continuación, se detallan las especificaciones del carrete para el transformador Flyback mediante la Figura 4.7. El aislamiento entre devanados primario y secundario se ha realizado con dos capas de material triplex F-20.08, y entre devanados secundarios con una capa [8].

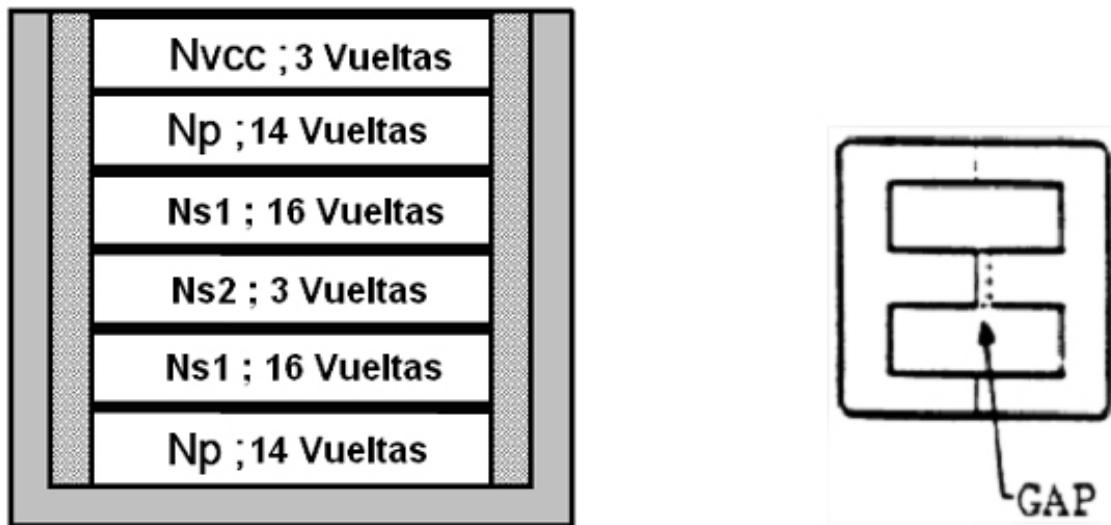


Figura 4.7: Especificaciones del carrete y del entrehierro

El aislante flexible TRIPLEX F-20.08, está compuesto por un Film de Poliéster (PETP), recubierto por ambas caras con fibras de Poliéster, adhesivo termoestable y finalmente impregnado con resina aislante de alta resistencia térmica.

Diámetro del cable de cada devanado

Para calcular el diámetro del cable de cada devanado, se necesitan las corrientes rms o eficaces. Para los devanados secundarios. Se recurre a la siguiente expresión:

$$I_{sec(n)(rms)} = I_{ds(rms)} \cdot \sqrt{\frac{1 - \delta_{max}}{\delta_{max}}} \cdot \frac{V_{RO} \cdot K_L}{(V_{o(n)} + V_{fwd(n)})} \quad (4.17)$$

$K_L = P_{o(n)}/P_o$ es el factor de carga.

Según la ecuación (4.17), para cada devanado secundario se tiene:

$$I_{sec1(rms)} = 1.65 A \cdot \sqrt{\frac{1 - 0.54}{0.54}} \cdot \frac{257V \cdot 0.75}{300V + 2.1V} \approx 0.97 A$$

$$I_{sec2(rms)} = 1.65 A \cdot \sqrt{\frac{1 - 0.54}{0.54}} \cdot \frac{257V \cdot 0.15}{25V + 1.05V} \approx 2.25 A$$

Para el devanado de alimentación V_{CC} , se procede del mismo modo:

$$I_{V_{CC}(rms)} = 1.65 A \cdot \sqrt{\frac{1 - 0.54}{0.54}} \cdot \frac{257V \cdot 0.1}{25V + 1.7V} \approx 1.46 A$$

Con estos valores, y estimando una densidad de corriente de 220 mm/A expresada en CMA (Circular Mils per Amp), se calcula el diámetro externo del cable en cada devanado en CM, según la expresión:

$$CM_{pri} = CMA \cdot I_{rms} \quad (4.18)$$

Con este valor, se saca de la Tabla 4.1 la referencia AWG:

$$CM_{pri} = 220mm / A \cdot 1.65A = 363 \Rightarrow \text{Tabla conductores} \rightarrow \text{AWG\#24}$$

$$CM_{sec1} = 220mm / A \cdot 0.97A = 214 \Rightarrow \text{Tabla conductores} \rightarrow \text{AWG\#26}$$

$$CM_{sec2} = 220mm / A \cdot 2.25A = 495 \Rightarrow \text{Tabla conductores} \rightarrow \text{AWG\#23}$$

$$CM_{V_{cc}} = 220mm / A \cdot 1.46A = 322 \Rightarrow \text{Tabla conductores} \rightarrow \text{AWG\#24}$$

| AWG | Diámetro cobre (cm) | Área cobre (cm ²) | Diámetro aislado (cm) | Área aislado (cm ²) | Área Mils. Circ. | Amperios (450A/cm ²) |
|-----|---------------------|-------------------------------|-----------------------|---------------------------------|------------------|----------------------------------|
| 10 | .259 | .052620 | .273 | .058572 | 10380 | 23.679 |
| 11 | .231 | .041729 | .244 | .046738 | 8234 | 18.778 |
| 12 | .205 | .033092 | .218 | .037309 | 6530 | 14.892 |
| 13 | .183 | .026243 | .195 | .029793 | 5178 | 11.809 |
| 14 | .163 | .020811 | .174 | .023800 | 4107 | 9.365 |
| 15 | .145 | .016504 | .156 | .019021 | 3257 | 7.427 |
| 16 | .129 | .013088 | .139 | .015207 | 2583 | 5.890 |
| 17 | .115 | .010379 | .124 | .012164 | 2048 | 4.671 |
| 18 | .102 | .008231 | .111 | .009735 | 1624 | 3.704 |
| 19 | .091 | .006527 | .100 | .007794 | 1288 | 2.937 |
| 20 | .081 | .005176 | .089 | .006244 | 1022 | 2.329 |
| 21 | .072 | .004105 | .080 | .005004 | 810 | 1.847 |
| 22 | .064 | .003255 | .071 | .004013 | 642 | 1.465 |
| 23 | .057 | .002582 | .064 | .003221 | 509 | 1.162 |
| 24 | .051 | .002047 | .057 | .002586 | 404 | .921 |
| 25 | .045 | .001624 | .051 | .002078 | 320 | .731 |
| 26 | .040 | .001287 | .046 | .001671 | 254 | .579 |
| 27 | .036 | .001021 | .041 | .001344 | 201 | .459 |
| 28 | .032 | .000810 | .037 | .001083 | 159 | .364 |
| 29 | .029 | .000642 | .033 | .000872 | 126 | .289 |
| 30 | .025 | .000509 | .030 | .000704 | 100 | .229 |
| 31 | .023 | .000404 | .027 | .000568 | 79 | .182 |
| 32 | .020 | .000320 | .024 | .000459 | 63 | .144 |
| 33 | .018 | .000254 | .022 | .000371 | 50 | .114 |
| 34 | .016 | .000201 | .020 | .000300 | 39 | .091 |
| 36 | .013 | .000127 | .016 | .000197 | 25 | .057 |
| 38 | .010 | .000080 | .013 | .000130 | 15 | .036 |
| 40 | .008 | .000050 | .010 | .000086 | 9 | .023 |

Tabla 4.1: Referencias AWG de secciones de hilo de cobre

A continuación, se comprueba si el área de la ventana del núcleo (A_w) es suficiente para acomodar los respectivos devanados. El área de ventana que se requiere viene dado como:

$$A_{Wr} = \frac{A_c}{K_F} \quad (4.19)$$

A_c es el área actual de los conductores, y K_F es el factor de llenado. El factor de llenado suele ser 0.2~0.25 para una única salida y 0.15~0.2 para salidas múltiples.

El área actual de los conductores se calcula sumando la correspondiente a cada devanado, esta es, el resultado de multiplicar el área de un hilo de cobre por el número de vueltas correspondiente.

$$A_c = \sum \text{Area del cobre} \cdot N^\circ \text{ de vueltas} = 0.2586\text{mm}^2 \cdot 28\text{vueltas} + 0.1671\text{mm}^2 \cdot 32\text{vueltas} + 0.3221\text{mm}^2 \cdot 3\text{vueltas} + 0.2586\text{mm}^2 \cdot 3\text{vueltas} \approx 15\text{mm}^2$$

$$\Rightarrow A_{Wr} = \frac{15\text{mm}^2}{0.15} = 100\text{mm}^2 < 112\text{mm}^2 = A_W. \text{ El tamaño de la ventana es suficiente.}$$

Diodo y condensador de salida

La máxima tensión inversa y corriente eficaz que debe soportar el rectificador de salida, se calcula a partir de las ecuaciones siguientes:

$$V_{D\text{sec}(n)} = V_{o(n)} + \frac{V_{DC(\text{max})} \cdot (V_{o(n)} + V_{fwd(n)})}{V_{RO}} \quad (4.20)$$

$$I_{D\text{sec}(n)\text{rms}} = I_{ds(\text{rms})} \cdot \sqrt{\frac{1 - \partial_{\text{max}}}{\partial_{\text{max}}}} \cdot \frac{V_{RO} \cdot K_L}{(V_o + V_{fwd})} \quad (4.21)$$

Según las ecuaciones (4.20) y (4.21), para cada salida se tiene:

$$V_{D\text{sec}1} = 300V + \frac{374V \cdot (300V + 2.1V)}{257V} = 739.6V$$

$$I_{D\text{sec}1\text{rms}} \approx 0.97A$$

$$V_{D\text{sec}2} = 25V + \frac{374V \cdot (25V + 1.05V)}{257V} = 62.9V$$

$$I_{D\text{sec}2\text{rms}} \approx 2.25A$$

Estos valores se sobredimensionan para cubrir unos márgenes, típicamente son:

$$V_{RRM} > 1.3 \cdot V_{D\text{sec}}; \quad I_F > 1.5 \cdot I_{D\text{sec}(\text{rms})}$$

$$\Rightarrow V_{RRM1} > 1.3 \cdot 739.6V \approx 962V; \quad I_{F1} > 1.5 \cdot 0.97A = 1.46A$$

$$\Rightarrow V_{RRM2} > 1.3 \cdot 62.9V \approx 82V; \quad I_{F2} > 1.5 \cdot 2.25A = 3.38A$$

Con estas especificaciones, se escoge como diodo rectificador en el secundario el modelo STTH8L06FP de STMicroelectronics, cuyas características son: $V_{RRM}=600V$, $I_F=8A$, y $t_{rr}=105ns$. Para el secundario de mayor potencia se ha optado por colocar dos diodos en serie, de modo que se repartan dicha tensión.

En las fuentes conmutadas Flyback los condensadores de salida son altamente estresados debido a las conmutaciones. Normalmente la elección del condensador se basa en tres parámetros: capacidad, resistencia serie equivalente (ESR), y corriente de rizado.

Para seleccionar el condensador de salida, se calcula el rizado de corriente según la expresión:

$$I_{cap(rms)} = \sqrt{(I_{Dsec(rms)})^2 - I_o^2} \quad (4.22)$$

I_o es la corriente estimada máxima de salida = P_{max}/V_o .

A partir de la ecuación (4.22), para cada salida, se tiene:

$$I_{cap1(rms)} = \sqrt{(0.97A)^2 - (0.5A)^2} = 0.83A$$

$$I_{cap2(rms)} = \sqrt{(2.25A)^2 - (1.2A)^2} = 1.90A$$

Estos valores deben ser menores que el nominal del condensador elegido, ya que en el Flyback el condensador de salida debe ser capaz de soportar una corriente eficaz comparable con la corriente de carga.

Para calcular la capacidad del condensador de salida, se recurre a la siguiente expresión:

$$C_o = \frac{I_o \cdot n_{cp}}{\Delta V_o \cdot f} \quad (4.23)$$

ΔV_o es el valor de rizado en tensión, del orden del 1% de la tensión de salida. N_{cp} es el número de periodos de reloj necesarios para corregir el rizado de tensión, que se estima entre 10 y 20.

Según la ecuación (4.23), para cada salida se tiene:

$$C_{o1} = \frac{0.5A \cdot 20}{3V \cdot 83kHz} \approx 40\mu F$$

$$C_{o2} = \frac{1.2A \cdot 20}{0.6V \cdot 83kHz} \approx 480\mu F$$

Según estos resultados, se escoge para la salida de mayor potencia un condensador de $50\mu F$, generado como la asociación en serie de dos condensadores de $100\mu F$ ($V_{max}=450V$, $I_{cap}=0.91A$, $R_{ESR}=1.326\Omega$). Para la salida de menor potencia, se escoge un condensador de $470\mu F$ ($V_{max}=63V$, $I_{cap}=2.1A$, $R_{ESR}=0.287\Omega$)

A continuación, se diseña el circuito de arranque del controlador PWM. Para generar la tensión V_{cc} necesaria para alimentar el controlador se dispondrá de un devanado auxiliar, pero para que

el controlador empiece a disparar desde el instante inicial, se necesita de una tensión mínima de arranque que vendrá dada por la carga inicial del condensador C a través de la resistencia R como se muestra en la Figura 4.8.

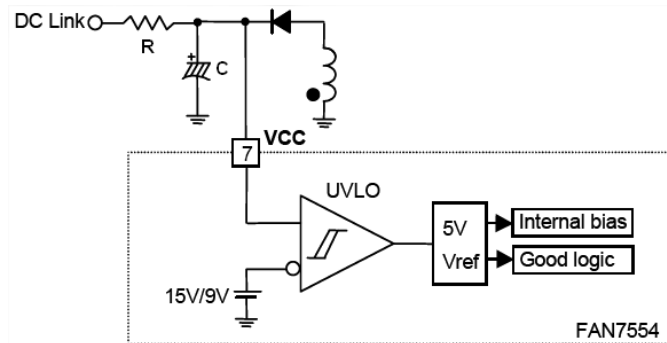


Figura 4.8: Circuito de arranque del controlador

Para calcular el condensador C de alimentación Vcc, se dispone de la siguiente ecuación:

$$C_{VCC} = \frac{I_{op} \cdot t_{softstart}}{V_{CCHY}} \cdot \frac{2}{3} \quad (4.24)$$

I_{op} es la corriente de operación del controlador, $t_{softstart}$ es el tiempo de carga del condensador Soft/Start y V_{CCHY} es la tensión mínima por histéresis. Para los valores del diseño, se tiene:

$$C_{VCC} = \frac{7mA \cdot 40ms}{6V} \cdot \frac{2}{3} \approx 32\mu F$$

Con estos resultados, se escoge $C_{VCC}=47\mu F$.

Para calcular el valor de R, se recurre a la siguiente fórmula:

$$R \leq \frac{V_{DC(min)}}{I_{start} + I_{LoadC}} \quad (4.25)$$

I_{start} es la corriente máxima de arranque para el FAN7554, e I_{loadC} es la corriente de carga del condensador C_{VCC} . Para los valores del diseño, se tiene:

$$R \leq \frac{223V_{DC}}{200\mu A + 150\mu A} = 637k\Omega$$

Para asegurar el arranque se escoge $R=390k\Omega$.

Red Snubber RCD

En la conmutación, cuando el MOSFET de potencia se apaga existe un alto voltaje en el drenador debido a la inductancia del transformador, que puede provocar un mal funcionamiento

del interruptor. Por tanto, se necesita de un camino alternativo para inyectar dicho voltaje, cuya función cumple la red snubber RCD como se muestra en la Figura 4.9.

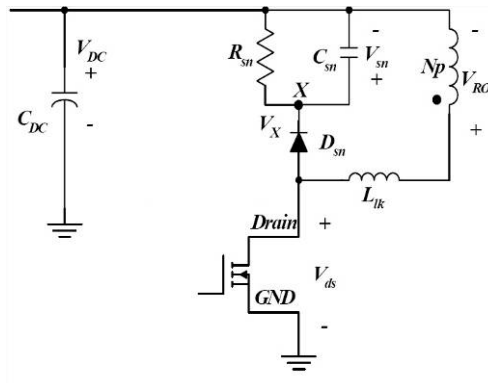


Figura 4.9: Red Snubber RCD

La red snubber absorbe la corriente producida en la bobina del transformador cuando esta tensión es superior a la tensión en el punto RC, encendiendo el diodo D.

El primer paso, es calcular la tensión en el condensador snubber ante la mínima tensión de entrada y a plena carga. Este valor suele ser entre 2 y 2.5 veces la tensión reflejada en el transformador V_{RO} . Se escoge $V_{sn}=2V_{RO}=514V$. Además, se necesita la inductancia de dispersión que se estima como un 10% de la inductancia primaria del transformador, esto es, $L_{LK}=L_{pri(10\%)}=39\mu H$.

Seguidamente, se calculan los valores de R y C, según las expresiones:

$$C_{sn} = \frac{I_{ds(pk)}^2 \cdot L_{LK}}{(V_{RO} + V_{sn}) \cdot V_{sn}} \quad (4.26)$$

$$R_{sn} = \frac{(V_{sn} + V_{RO})^2 - V_{RO}^2}{0.5 \cdot L_{LK} \cdot I_{ds(pk)}^2 \cdot f_s} \quad (4.27)$$

Según las ecuaciones (4.26) y (4.27), se tiene:

$$C_{sn} = \frac{(3.92A)^2 \cdot 39\mu H}{(257V + 514V) \cdot 514V} \approx 1.6nF$$

$$R_{sn} = \frac{(514V + 257V)^2 - (257V)^2}{0.5 \cdot 39\mu H \cdot (3.92A)^2 \cdot 83Khz} \approx 25K\Omega$$

Según los valores comerciales, se elige $C_{sn}=2.2nF$ y $R_{sn}=33k\Omega$.

Para el diodo de la red snubber, normalmente con la elección de un diodo ultrarrápido de corriente de paso 1A es suficiente. Se selecciona el diodo UF4007 que cumple con las características citadas [9].

Red de control

Para el control pwm del Flyback se utiliza el integrado FAN7554 de Fairchild. Es idóneo para aplicaciones en convertidores off-line y DC/DC con un número reducido de componentes externos. Se utiliza en modo corriente mediante el muestreo de la resistencia en serie con el interruptor de potencia en el primario.

Para calcular el valor de la resistencia en serie de muestreo de corriente, se recurre a la corriente de pico máximo por el primario, y al límite de voltaje impuesto por el controlador para esta patilla (V(Sense threshold) para el FAN7554 es de 1V). Con estos valores, la resistencia de muestreo para conseguir en I_s 1V a d_{max} se calcula como:

$$R_s = \frac{V_{th(I_s)}}{I_{ds(pk)}} \tag{4.28}$$

Para la resistencia de muestreo se tiene:

$$R_s = \frac{1V}{3.92A} = 0.26\Omega$$

Se escoge $R_s=0.25\Omega$ para cubrir posibles márgenes.

Adicionalmente, tras el muestreo se suele colocar un filtro RC diseñado para eliminar cualquier ruido que pueda acoplarse por la línea. Valores típicos son $R=1K\Omega$ y $C=470pF$.

Además del lazo en corriente existe un lazo en tensión, mediante el cual se consigue mantener la tensión de salida en su valor deseado, rechazando perturbaciones por ruido y variaciones en la carga.

Con esto se consigue que el nivel de tensión DC que entrega la fuente sea constante conforme a una referencia elegida mediante un potenciómetro. Al variar la carga, el integrado actúa a través de la realimentación de tensión y corriente, variando el ancho del pulso útil sin variar la frecuencia.

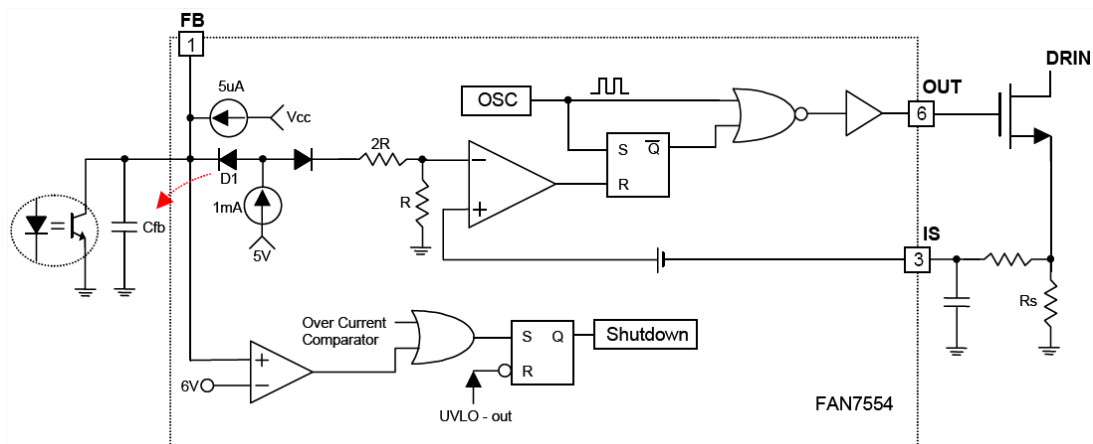


Figura 4.10: Lazo de corriente y realimentación en el controlador

Como se muestra en la Figura 4.10 la oscilación interna dispara el MOSFET. El comparador de realimentación opera apagando el MOSFET de nuevo cuando la corriente que pasa por él alcanza un valor fijado proporcional a V_{fb} . El condensador C_{fb} es cargado por las fuentes de corriente de 1mA y $5\mu\text{A}$, y es descargado por el transistor del opto-acoplador para controlar la tensión de salida. Para C_{fb} se selecciona el valor recomendado de 22nF .

En condiciones normales de operación, el voltaje de realimentación oscila entre $0\text{-}3\text{V}$. Si en la salida se produce sobrecarga, u ocurre un error en el lazo de realimentación, opera un circuito de retraso del apagado durante un breve periodo de tiempo.

Como se muestra en la Figura 4.11, la frecuencia de oscilación es programada a partir de los valores seleccionados para los componentes R_t y C_t , así como el máximo ciclo de trabajo.

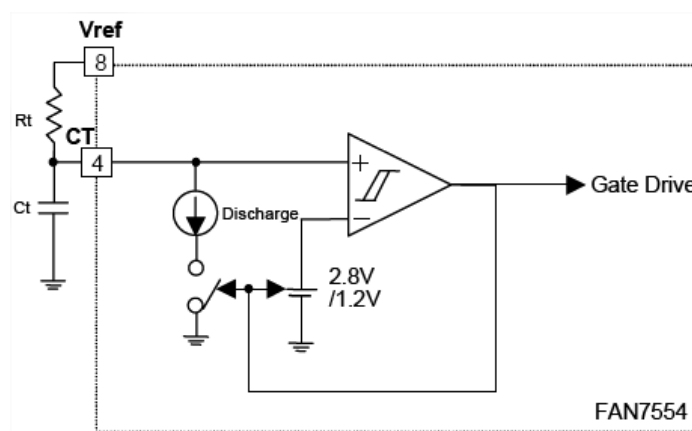


Figura 4.11: Circuito de oscilación del controlador

El condensador C_t es cargado por la fuente de referencia de 5V a través de R_t hasta aproximadamente 2.8V , y descargado hasta 1.2V por una fuente de corriente interna. La frecuencia de oscilación se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$f_{osc} = \frac{1}{0.55 \cdot R_t \cdot C_t} = \frac{1.8}{R_t \cdot C_t} \quad (4.29)$$

Según la ecuación (4.29), si se selecciona para R_t un valor de $18\text{K}\Omega$, y para C_t un valor de 1.2nF , se obtiene la siguiente frecuencia de oscilación:

$$f_{osc} = \frac{1.8}{18\text{K}\Omega \cdot 1.2\text{nF}} \approx 83\text{kHz}$$

El circuito de arranque suave (Soft-Start) mostrado en la Figura 4.12 evita un arranque brusco que conlleva un estrés en los componentes, debido a que inicialmente los condensadores de salida están descargados y el circuito entrega la máxima potencia. En el arranque, el condensador Soft/Star (C_s) es cargado por las fuentes de corriente de 1mA y $100\mu\text{A}$. El voltaje en la patilla negativa del comparador PWM se hace $1/3$ de C_s , y empieza el disparo del MOSFET de manera gradual. Cuando el voltaje en C_s se hace superior a 3V , el diodo deja de conducir, y el condensador C_{fb} se carga mediante las corrientes de 1mA y $5\mu\text{A}$. Esta carga determina el voltaje

en la patilla negativa del comparador. Entonces, C_s es cargado hasta 5V por la fuente de corriente de $100\mu A$, y descargado cuando la tensión V_{ref} es reconectada. Para el condensador C_s se selecciona un valor típico de $1\mu F$, suficiente para cumplir los tiempos de carga y descarga.

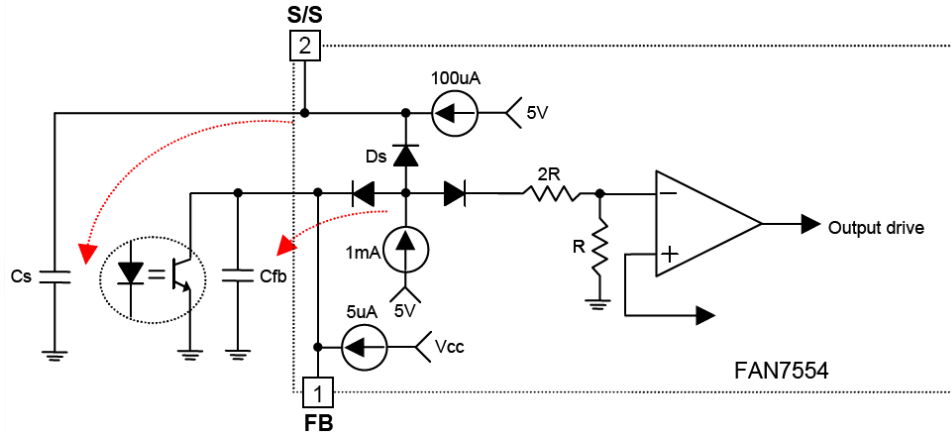


Figura 4.12: Circuito de arranque suave

El voltaje en la patilla soft-start junto con el voltaje de realimentación (feedback) controla las funciones de protección frente a sobrevoltaje, sobrecorriente, y lazo abierto.

En la Figura 4.13 se detalla el circuito de realimentación de tensión con los componentes externos necesarios para el ajuste y control de la tensión de salida.

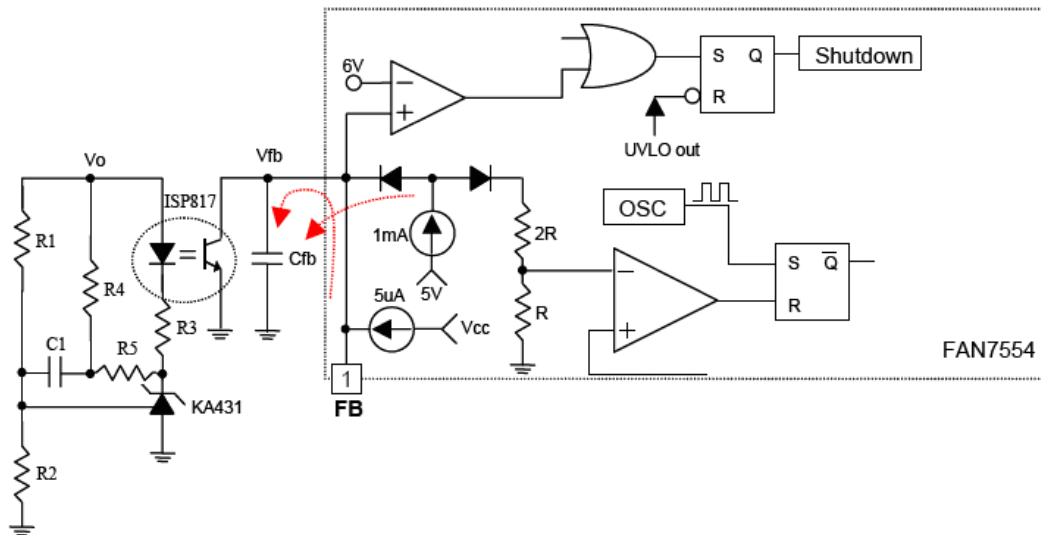


Figura 4.13: Circuito de realimentación en tensión

Las resistencias R_1 y R_2 constituyen el divisor de tensión de entrada al diodo regulador $KA431$, que fija la tensión de referencia. La resistencia R_4 garantiza una corriente mínima para la correcta polarización del diodo regulador, y R_3 limita la corriente por el Led del optoacoplador $ISP817$. El condensador C_1 determina la frecuencia de corte de la red de compensación, y R_5 establece la ganancia del lazo de control.

Para el diodo regulador KA431 se tienen los siguientes datos de las hojas de características: $V_{ref}=2.5V$, $I_{KAmin}=1mA$. Además debe cumplir la siguiente ecuación:

$$V_o = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) V_{ref} \quad (4.30)$$

La regulación se va a efectuar sobre la segunda salida del Flyback, esto es, sobre V_{o2} . Como este devanado se sitúa dentro del devanado secundario de mayor potencia, las perturbaciones en esta salida van a seguir a las correspondientes al devanado que le rodea, consiguiendo así una buena regulación en ambas salidas.

Si se fija para R2 el valor de $2.7K\Omega$, y se estima para la segunda salida una tensión máxima de $V_{o2}=34V$, según la ecuación (4.30) se tiene para R1:

$$R1 = 2.7K\Omega \left(\frac{34V}{2.5V} - 1 \right) \approx 34K\Omega$$

Mediante la variación de este valor de R1 se conseguirá cambiar la tensión de referencia que entrega el diodo regulador, y con ello la tensión de salida. Para un correcto funcionamiento, la resistencia R1 vendrá dada por la asociación en serie de dos resistencias: una fija de $10K\Omega$ para establecer la tensión mínima de funcionamiento del Flyback (alimentación del controlador y alimentación del driver); y otra variable mediante un potenciómetro de $22K\Omega$ para hacer variar la tensión de salida en un amplio rango ($125-325V_{DC}$ para la salida de mayor potencia).

Para el optoacoplador ISP817 se tienen los siguientes datos de las hojas de características: $V_{fwd}=1.2V$, $I_{Fmax}=50mA$, $G_c=0.8-1.6$. A partir de estos datos, se calcula R3 y R4 mediante las siguientes expresiones:

$$R3 \geq \frac{V_o - (V_{fwd} + V_{ref})}{I_{Fmax}} \quad (4.31)$$

$$R4 \leq \frac{V_{fwd} + \left(R3 \cdot \frac{I_{FBmin}}{G_c} \right)}{I_{KAmin}} \quad (4.32)$$

A partir de las ecuaciones (4.31) y (4.32), se calcula $R3=820\Omega$, y $R4=1.2K\Omega$.

Para calcular C1 y R5 se recurre a los elementos del lazo de regulación, mostrados en la Figura 4.14.

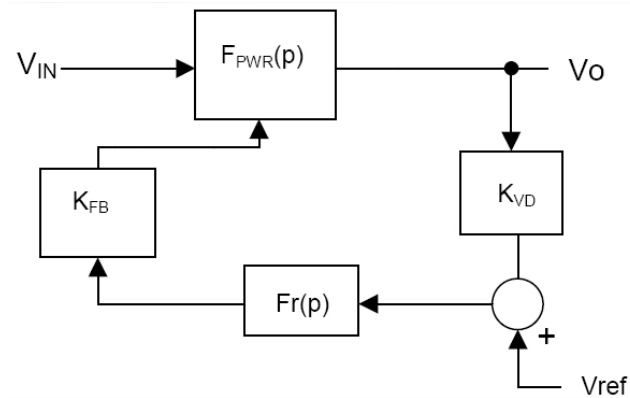


Figura 4.14: Lazo de regulación del convertidor DC/DC

Las funciones de transferencia del lazo, se expresan en las siguientes ecuaciones:

$$K_{FB} = \frac{G_c \cdot R_{FB}}{R3} \quad (4.33)$$

$$K_{VD} = \frac{R2}{R1 + R2} = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (4.34)$$

$$Fr(p) = \frac{1 + p \cdot R5 \cdot C1}{p \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot C1} \quad (4.35)$$

La función de transferencia de la etapa de potencia $F_{PWR}(p)$ puede aproximarse en respuesta a la de un polo sencillo, cuya frecuencia cambia en función de la carga.

A partir de los datos de las hojas de características y de los cálculos previos, se calculan las ganancias K_{FB} y K_{VD} que se tratan como constantes [12][5].

$$K_{FB} = \frac{1.6 \cdot 3K\Omega}{0.82K\Omega} = 5.85 \Rightarrow G_{FB} = 15.3db$$

$$K_{VD} = \frac{2.7K\Omega}{34K\Omega + 2.7K\Omega} = 0.09 \Rightarrow G_{FB} = -20.9db$$

Mediante el ajuste de la ganancia del regulador $Fr(p)$ se pretende alcanzar la igualdad de ganancia en el rango de operación y compensar el polo de la etapa de potencia, como se observa en la Figura 4.15.

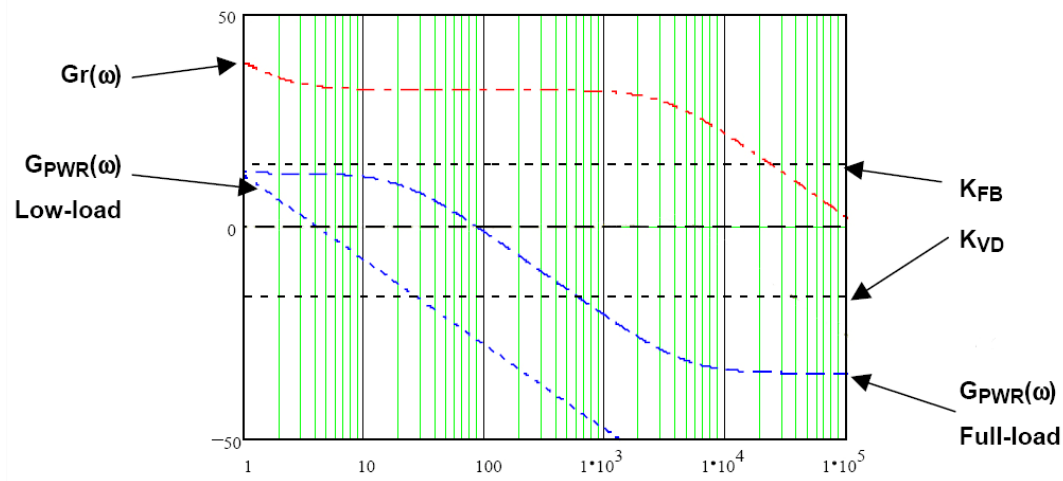


Figura 4.15: Diagrama de bode del lazo de control

A fin de calcular la ganancia en lazo abierto, se selecciona una frecuencia de cruce de 3kHz, y se estima la ganancia de la etapa de potencia a plena carga en $G_{PWR}(3\text{kHz}) = -20\text{db}$.

A la frecuencia de cruce se calcula la ganancia en lazo abierto, según la expresión:

$$G_{ol}(w) = G_s(w) + Gr(w) = 0 \quad (4.36)$$

Para la ganancia del lazo de regulación a la frecuencia de cruce se calcula:

$$G_s = G_{FB} + G_{PWR} + G_{VD} = 15.3\text{db} - 20\text{db} - 20.9\text{db} \Rightarrow G_s = -25.6\text{db}$$

A continuación, se calculan los componentes separados para el regulador:

$$Gr = 0 - G_s \Rightarrow Gr = 0 - (-26.6\text{db}) = 25.6\text{db}$$

A partir de la ecuación (4.35), se tiene:

$$Gr = 20 \cdot \log \frac{R5 \cdot (R1 + R2)}{R1 \cdot R2} \Rightarrow R5 = 10^{\frac{Gr}{20}} \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = 10^{\frac{26.6}{20}} \cdot \frac{34\text{K}\Omega \cdot 2.7\text{K}\Omega}{34\text{K}\Omega + 2.7\text{K}\Omega} \approx 40\text{K}\Omega$$

Se selecciona para R5 un valor de 33KΩ.

Con el fin de tener el suficiente margen de fase para cargas ligeras, se selecciona la frecuencia del cero de la red de compensación en la zona intermedia de los polos de carga de la etapa de potencia, que se estima en 500Hz.

El valor de C1 fija la frecuencia del cero de la red de compensación según la siguiente ecuación:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R5 \cdot C1} \quad (4.37)$$

A partir de la ecuación (4.37), se calcula el valor de C1 como:

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R5 \cdot f_z} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 33K\Omega \cdot 500Hz} = 9.6nF$$

Se selecciona como valor de C1 el normalizado de 10nF.

Circuitos de protección

Los circuitos de protección vienen integrados en el propio controlador. El FAN7554 tiene varias funciones de protección como son: protección contra sobrecarga, sobrecorriente y sobretensión. La protección frente a sobrecargas obliga a apagar su funcionamiento si la corriente en la carga es superior al valor prefijado, siempre que no sea un estado transitorio sobre el que no actuará. El circuito de apagado está configurado para un autoarranque, que actúa cuando Vcc cae por debajo de un cierto nivel. La tensión de encendido es 15V, y la de apagado una vez encendido es 9V.

El control en modo corriente hace que sea imposible sobrepasar el máximo nivel prefijado en corriente. Esto limita la potencia para una entrada de tensión fija. De cualquier modo si la potencia de salida sobrepasa este máximo, la tensión de salida baja por debajo del valor prefijado, el regulador KA431 entrega la mínima corriente y el opto-acoplador se enciende. En consecuencia, en el FAN7554 cuando la corriente de 1mA fluye a través de la resistencia interna ($2R + R = 3R$), Vfb crece hasta aproximadamente 3V y durante ese tiempo, la corriente de 5μA de alimentación empieza a cargar Cfb. El integrado se apaga cuando Vfb alcanza los 6V.

4.2.4. Simulaciones del convertidor DC/DC

Para realizar la simulación del convertidor DC/DC, se realizó el modelo del controlador FAN7554, y se simuló su funcionamiento según el siguiente esquemático:

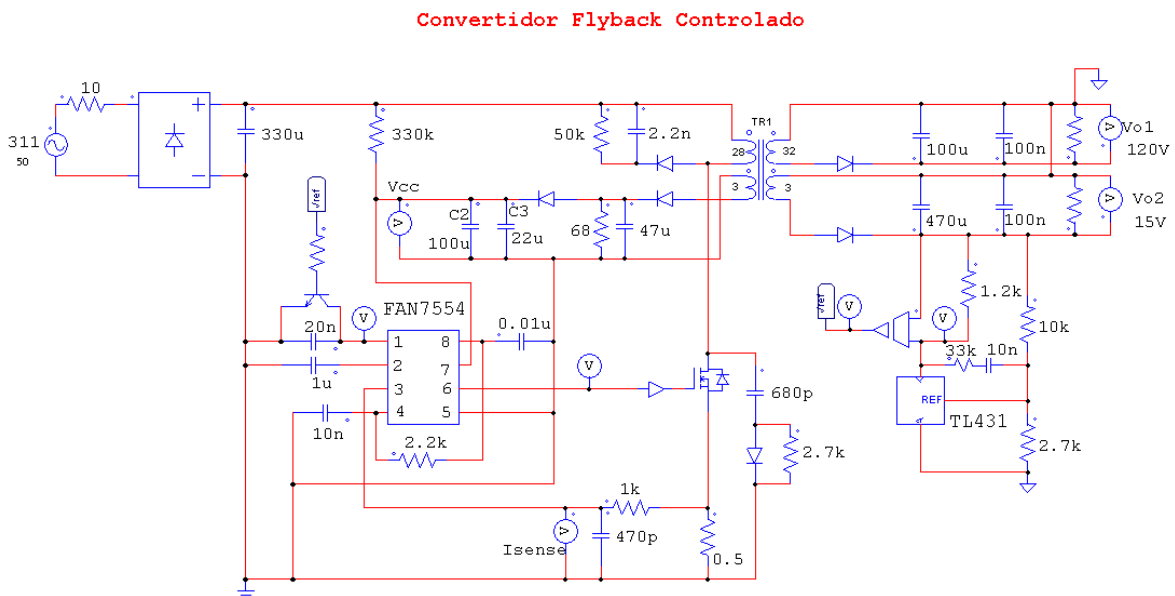


Figura 4.16: Modelo de simulación para el convertidor DC/DC

El modelo del controlador FAN7554, diseñado en Psim a partir del diagrama de bloques de las hojas de catálogo, es el siguiente:

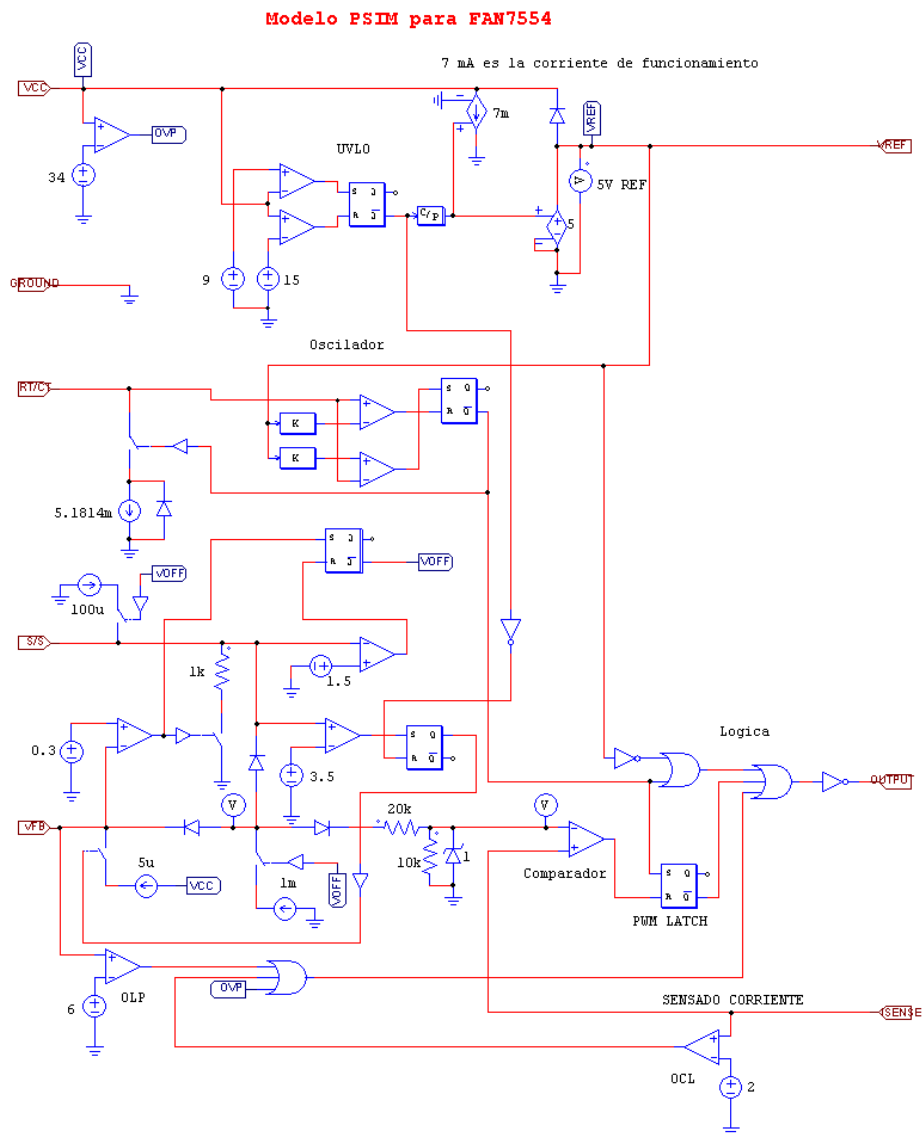


Figura 4.17: Modelo en Psim del controlador FAN7554

En la simulación del convertidor se obtienen las siguientes gráficas temporales:

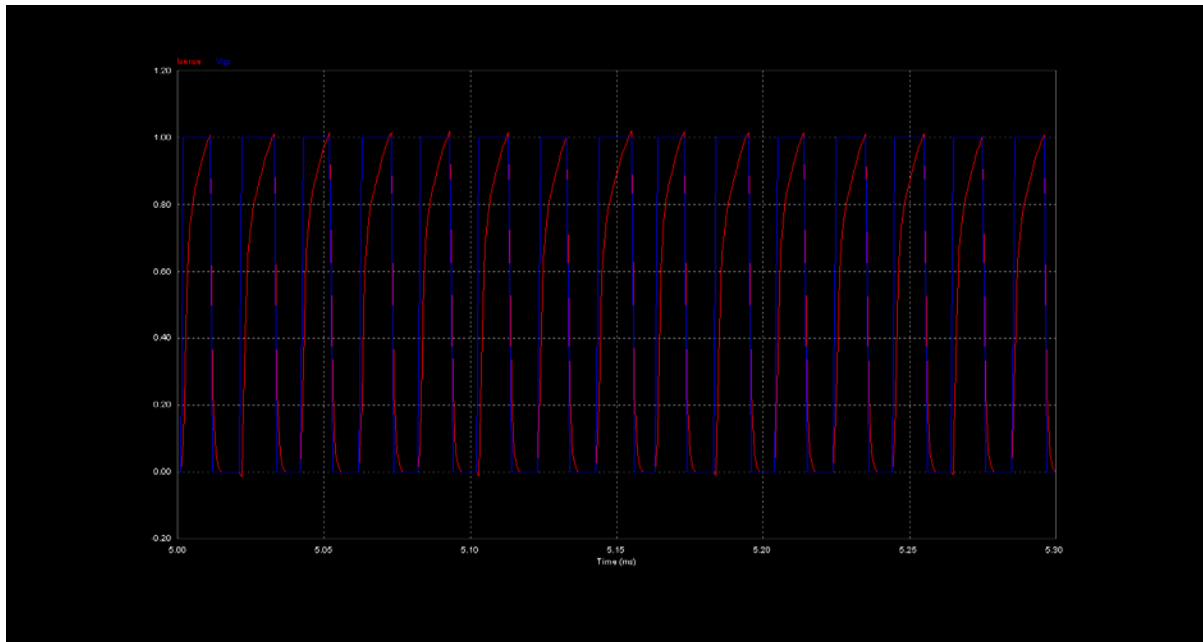


Figura 4.18: Señales V_{gs} e I_s de la simulación del convertidor DC/DC

En la Figura 4.18 se muestra la simulación de la señal V_{gs} de disparo del MOSFET y la correspondiente a la corriente I_s en el primario del transformador. Se observa como cada vez que se enciende el MOSFET, la corriente en el primario crece de forma lineal simulando la carga de una bobina elemental. El convertidor opera en MCD, pues la corriente en el primario empieza en cero al principio de cada ciclo de conmutación.

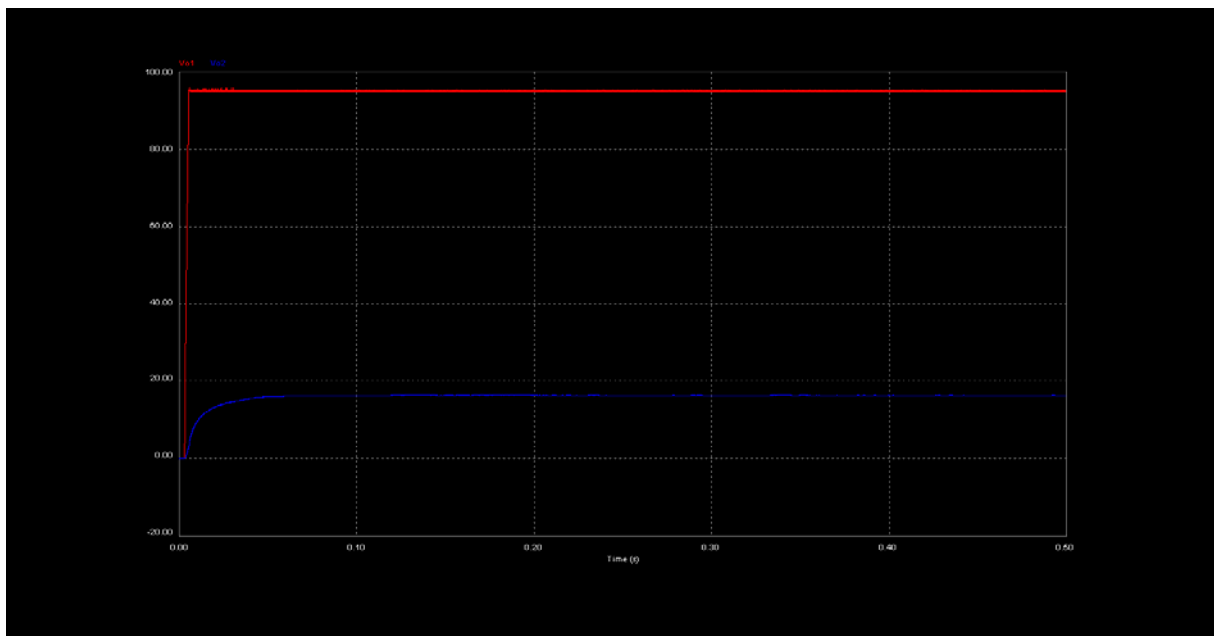


Figura 4.19: Señales de salida de la simulación del convertidor DC/DC

Como muestra la Figura 4.19, el resultado de la simulación cumple la regulación propuesta y prevé un buen funcionamiento del convertidor. Las dos formas de onda corresponden a cada una

de las salidas del convertidor, y pueden ser ajustadas cambiando la referencia del diodo regulador TL431.

4.2.5. Resultados experimentales

A continuación se muestran algunas capturas de los resultados experimentales para el convertidor Flyback DC/DC.

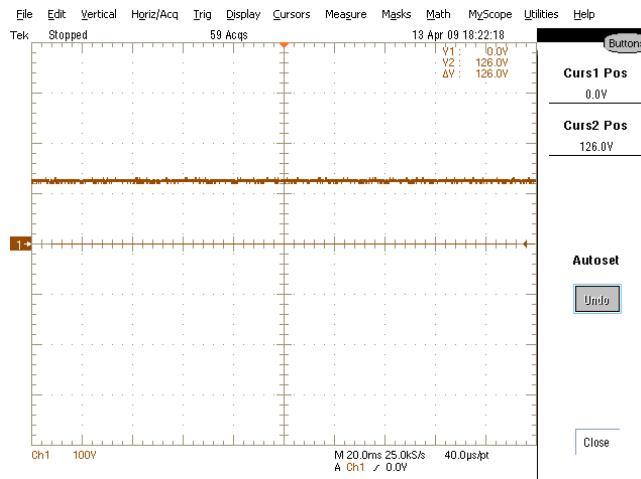


Figura 4.20: Tensión de salida mínima del convertidor DC/DC

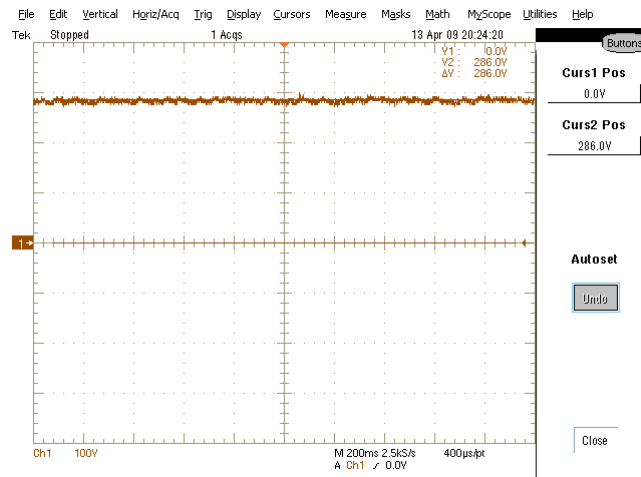


Figura 4.21: Tensión de salida máxima a plena carga del convertidor DC/DC

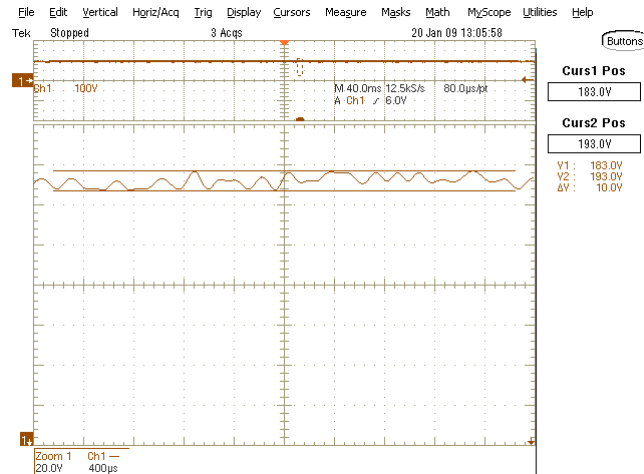


Figura 4.22: Rizado de tensión en la salida DC

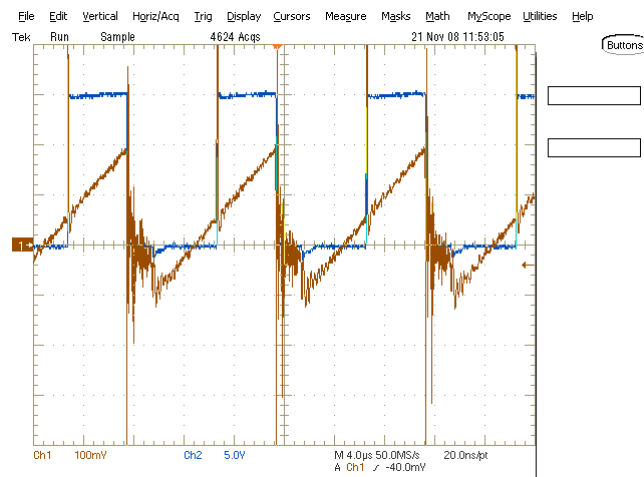


Figura 4.23: Señal de disparo V_{gs} y muestreo de corriente I_s

Como se muestra en la Figura 4.22, la salida de mayor potencia del convertidor DC/DC posee un rizado de 10V, lo que supone un 3% de la tensión máxima de salida. El rango de variación oscila entre los 125V y los 300V a plena carga como se observa en la Figura 4.20 y la Figura 4.21.

Como se muestra en la Figura 4.23, las señales de muestreo de corriente I_s y las de disparo del MOSFET V_{gs} presentan las mismas formas de onda vistas en la simulación salvo oscilaciones transitorias debidas a interferencias irradiadas.

4.3. Diseño del inversor DC/AC

A continuación se detalla el diseño del inversor DC/AC; la topología seleccionada, especificaciones, y cálculos teóricos.

4.3.1. Topología Usada

La topología seleccionada para el inversor DC/AC es un inversor en puente completo modulado con modulación senoidal (SPWM) unipolar, que presenta las siguientes ventajas:

- El inversor en puente completo preserva la mayor amplitud del primer armónico de la tensión de salida (V_{ab}). En comparación, esta amplitud es el doble en el puente completo que en el medio puente.
- Los armónicos en la salida aparecen a mayor frecuencia con PWM unipolar en comparación con PWM bipolar, lo que facilita su filtrado y disminuye el tamaño de los componentes de filtro.

La modulación será analógica, en la que los instantes de conmutación vienen determinados por la comparación de una señal moduladora senoidal con una portadora triangular.

Un diagrama de bloques más detallado de la parte correspondiente al inversor, se muestra en la siguiente figura.

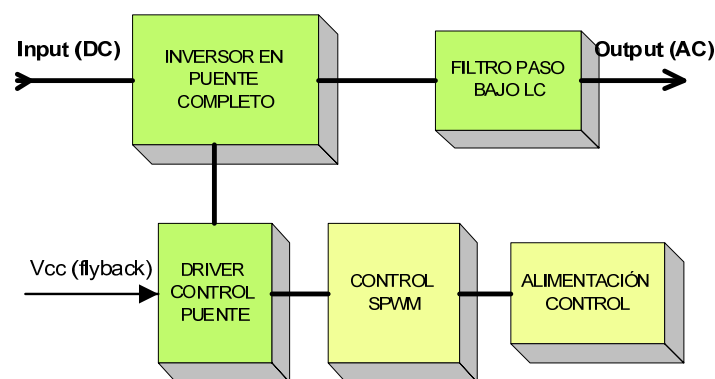


Figura 4.24: Diagrama de bloques del inversor DC/AC

Consta de un circuito inversor en configuración Puente Completo, una etapa de control de modulación Spwm Unipolar, una fuente de alimentación lineal para alimentar la etapa de control, unos drivers para excitar cada una de las ramas del puente inversor, y un filtro LC para reducir el contenido armónico de alta frecuencia. Los drivers de disparo de los IGBTs del puente inversor utilizan la técnica BootStrap, y se alimentan a partir de la segunda salida del convertidor Flyback DC/DC.

4.3.2. Especificaciones

Se desea a la salida del inversor DC/AC, una señal senoidal pura de bajo contenido armónico. Se busca una distorsión armónica total inferior al 5% ($THD < 5\%$). Debido a que la frecuencia de salida del inversor es muy baja (1Hz), el dimensionado del filtro de salida se simplifica si se consigue desplazar la componente fundamental del primer armónico lo máximo posible de los armónicos de alta frecuencia no deseados. Esto se consigue aplicando un control adecuado al inversor modulado; para este diseño modulación Spwm unipolar.

La frecuencia de conmutación de los IGBTs, se fija en la frecuencia de la señal portadora triangular del control Spwm Unipolar. Si se selecciona para ésta una frecuencia de 18kHz, y teniendo en cuenta las características de la modulación Spwm unipolar, se tienen los primeros armónicos de alta frecuencia a aproximadamente 36kHz. Estos resultan de fácil filtrado mediante un filtro paso bajo, típicamente formado por una bobina y un condensador (filtro LC). La elección de estos componentes determinará en gran medida las características de la señal de salida (rizado, amplitud, contenido armónico, factor de potencia).

La tensión de salida del inversor se puede ajustar mediante la variación de la tensión de entrada DC procedente del convertidor Flyback. Los límites de ajuste vendrán impuestos por esta tensión, y por el índice de modulación en amplitud (ma), según la ecuación (3.7) siempre que se encuentre trabajando en la zona lineal. Así, para un índice de modulación en amplitud de 0.9, y teniendo para el convertidor Flyback DC/DC un rango de variación de 125-325V_{DC}, se tiene a la salida una amplitud en el rango de 112-292V_p (80-206V_{ef}).

El control del puente inversor con modulación Spwm unipolar se diseñó con componentes analógicos, entre ellos, generadores de onda, comparadores, amplificadores operacionales, optoacopladores y drivers.

4.3.3. Cálculos previos y elección de componentes

En esta sección se lleva a cabo el diseño de tres módulos correspondientes al inversor DC/AC, estos son: a) Puente H completo; b) Etapa de control Spwm; y c) Alimentación de la etapa de control.

a) Puente H Completo

Un inversor en puente completo está formado básicamente por cuatro interruptores de potencia, y cuatro diodos de libre circulación en antiparalelo. Adicionalmente se le añaden redes snubber para un mejor funcionamiento en las conmutaciones y diodos zener de protección. A continuación se detalla la función de cada elemento y su elección.

IGBT

Los IGBTs se emplean cada vez más en aplicaciones de electrónica de potencia. Son sustitutos de los MOSFETs en aplicaciones de alto voltaje y altas frecuencias de conmutación desde que han reducido sus pérdidas en conducción y sus encapsulados para la misma potencia de salida. Un encapsulado más reducido se traduce en menores costes y menores capacidades de entrada. La mayoría de los módulos IGBTs se usan en aplicaciones de alta frecuencia hasta los 20Khz. Por encima de esta frecuencia, las pérdidas de conmutación en el IGBT se hacen muy significativas.

Para el diseño del puente inversor, se ha utilizado el modelo IRG4BC30UD de International Rectifier cuyas principales características son: $V_{ces}=600V$, $V_{ce(on)}=1.95V$, $V_{ge}=15V$, y $I_c=12A$. Este modelo lleva incorporado un diodo ultrarrápido de recuperación suave en antiparalelo para su uso en configuraciones puente.

A modo de protección se coloca en paralelo con la puerta de cada IGBT un diodo zener de 15V para limitar la tensión V_{ge} de disparo. Se selecciona un diodo zener de 15V y 1W de potencia.

Red Snubber

Para un funcionamiento más seguro del puente inversor, se coloca una red snubber por cada rama del puente. Así se mejoran las condiciones de conducción, se reducen pérdidas y se evitan picos de voltaje que puedan dañar los IGBTs.

Se selecciona una red tipo SCM para suprimir el voltaje inverso. Este tipo de red esta compuesta por dos diodos ultrarrápidos, dos resistencias de disipación y dos condensadores de carga por cada rama del puente inversor. En el apagado del IGBT, el diodo entra en conducción, se activa la red y el condensador se carga con la energía de la inductancia de línea. Durante el encendido el condensador que ha sido cargado por la línea DC se descarga por el diodo de libre circulación, los IGBTs, y la resistencia. Esto reduce la tensión transitoria de recuperación inversa.

El valor de los componentes de la red snubber puede ser aproximado a partir de las siguientes expresiones, basadas en la inductancia de línea (L_s), la frecuencia de conmutación (f_s), la corriente máxima de salida (I_o), la tensión del Bus DC (V_{DC}), y el pico máximo de tensión permitido (V_{pk}).

$$C_{sn} = \frac{L_s \cdot I_o^2}{(V_{pk} - V_{DC})^2} \quad (4.38)$$

$$R_{sn} = \frac{1}{(6 \cdot C_{sn} \cdot f_s)} \quad (4.39)$$

A partir de la ecuaciones (4.38) y (4.39), y con los datos de nuestro sistema se tiene:

$$C_{sn} = \frac{390 \mu H \cdot (0.5 A)^2}{(350 V - 300 V)^2} = 39 nF$$

$$R_{sn} = \frac{1}{(6 \cdot 39 nF \cdot 18 kHz)} = 237 \Omega$$

Según los valores comerciales, se elige $C_{sn}=47nF$ y $R_{sn}=220\Omega$

El diodo de la red snubber debe ser de rápida y suave recuperación para evitar oscilaciones bruscas debidas al apagado en condiciones de voltaje de pico máximo. Se selecciona el diodo UF4007 que cumple con las características citadas.

b) Control de modulación Spwm unipolar

Para generar el control por modulación Spwm unipolar son necesarias tres señales: una señal senoidal de amplitud y frecuencia variables, una señal senoidal de iguales características pero

desfasada 180° , y una señal triangular de amplitud y frecuencia variables. Estas tres señales son comparadas y como resultado se obtienen los instantes de conmutación de las señales de control.

A continuación se detalla el diagrama de bloques de la estrategia de control del puente H.

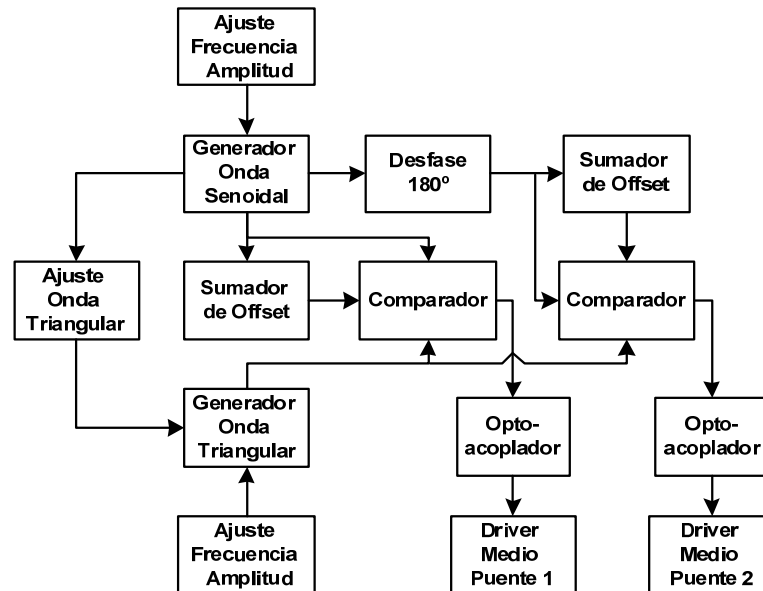


Figura 4.25: Diagrama de bloques del control del Puente inversor

La generación de las señales se lleva a cabo a partir del integrado XR-2206, que es capaz de generar ondas triangulares, senoidales y cuadradas con bastante precisión. En esta etapa de control se utilizan dos integrados, uno para la generación de la señal senoidal, y otro para la señal triangular. Para obtener la segunda señal senoidal invertida respecto a la primera (desfase de 180°), ésta se pasa por un amplificador inversor formado con el operacional TL084.

Las señales senoidal y triangular están sincronizadas y ajustadas. La señal triangular está sincronizada con la señal senoidal en cada paso por cero. Esto se consigue generando una señal cuadrada a partir de la senoidal (comparador con cero), y pasando esta señal por un detector de flanco (integrado 74121) se genera un pulso que mediante un transistor (2N4392) reinicializa el condensador que proporciona la frecuencia de la señal triangular.

Una vez generadas las señales senoidales, éstas se pasan por una etapa que genera un Offset mediante un sumador no inversor. Mediante la variación del nivel de Offset se consigue variar los tiempos muertos de disparo entre los interruptores de la misma rama del puente inversor.

Las señales senoidales y la triangular comparadas generan los instantes de conmutación de la modulación Spwm unipolar. Esta señal de modulación debe ser adaptada para poder excitar correctamente la puerta de los IGBTs del puente inversor, para lo cual es necesario el driver IRS2181. Previamente las señales de disparo se aíslan de la etapa de control mediante el empleo de optoacopladores (6N139), por disponer de fuentes aisladas.

Además de los componentes mencionados anteriormente, el circuito utiliza cuatro negadores, para recuperar la señal negada por los optoacopladores, para lo cual se utilizó el circuito integrado 74LS04, que consta de seis negadores independientes.

Generación de la onda senoidal y triangular

Para la generación de las señales se ha escogido el integrado XR-2206, que permite generar señales triangulares, senoidales y cuadradas a la vez. Es un integrado con una alta precisión, que permite obtener señales de 0.01Hz hasta 1MHz y una variación del Duty Cycle del 1% hasta el 99%. Este integrado también genera las señales con el mínimo de componentes externos, proporcionando así una reducción de los componentes utilizados en la etapa de control.

- **Generación de la onda senoidal**

Este integrado permite obtener una onda senoidal con una distorsión armónica muy baja, del orden del 0.5%. Para conseguir esta precisión se coloca entre las patillas de ajuste (13 y 14) una resistencia fija de 220 Ω y un potenciómetro ajustable de 1K Ω . Mediante la variación del potenciómetro se consigue ajustar la distorsión de la onda de salida.

Para que la onda tenga simetría, se debe conseguir que la tensión entre las patillas 15 y 16 sea la misma. Esto se consigue mediante el ajuste de un potenciómetro multivuelta de 20K Ω conectado entre ambas patillas. La patilla central del potenciómetro debe estar conectada a la alimentación de $V_{EE}=-6V$ mediante una resistencia en serie de 1K Ω para limitar la corriente.

La amplitud máxima de salida es inversamente proporcional a la resistencia conectada en la patilla 3. Para la onda senoidal, la variación de amplitud oscila aproximadamente en 60mV_p por K Ω en la patilla 3, hasta un máximo de $V_{cc}/2$ (+6V/2=3V). Si se coloca un potenciómetro multivuelta de 200K Ω conectado entre la patilla 3 y masa, se obtiene el rango máximo de variación en amplitud para la onda senoidal (0 – 3V). Ajustando este potenciómetro se ajusta la amplitud de salida.

Este integrado también permite añadir un Offset en la tensión de salida, mediante la incorporación de un voltaje en la patilla 3. Para ello se conecta un potenciómetro multivuelta entre la alimentación simétrica, y la patilla central de éste a la patilla 3 del integrado. Se selecciona un potenciómetro de 500K Ω para el ajuste del Offset, y una resistencia en serie de 4.7K Ω para limitar la corriente.

La frecuencia de oscilación se determina a partir del condensador conectado entre las patillas 5 y 6, y la resistencia conectada en la patilla 7, según la ecuación (4.40).

$$f_0 = \frac{1}{RC} \quad (4.40)$$

Para tener la frecuencia deseada de 1Hz para la señal moduladora senoidal, se selecciona un rango de variación en frecuencia para compensar las tolerancias de los componentes. Para ello, R se selecciona variable y C fijo. Si se selecciona para R un potenciómetro multivuelta de 500K Ω y para C un condensador de 22 μ F, se tiene un rango de variación en frecuencia de 0.09 – 45Hz. La variación de la resistencia R permite ajustar la frecuencia de la señal de salida del inversor en el rango expuesto. No obstante el diseño se planteó para 1Hz.

Para generar la senoidal negativa, esto es, desfasada 180° respecto a la positiva, se pasa la señal senoidal generada por el XR-2206 por un amplificador inversor de ganancia unitaria formado con el operacional TL084. Para ello, la relación entre la resistencia de entrada (R_{in}) y la de realimentación (R_f) debe ser unitaria, según la ecuación (4.41).

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} \cdot V_{in} \quad (4.41)$$

Se selecciona para R_{in} un valor de 680Ω , y para R_f un potenciómetro de $2K\Omega$ para ajustar la ganancia unitaria.

Para generar el Offset necesario para crear los tiempos muertos en la comparación con la señal triangular, se hace pasar la senoidal positiva y la senoidal negativa por un amplificador sumador no inversor de ganancia unitaria formado con el operacional TL084. Para conseguir la ganancia unitaria, se seleccionan todas las resistencias del amplificador sumador del mismo valor, según la ecuación (4.42). El Offset se genera a partir de un potenciómetro de ajuste de $10K\Omega$ conectado entre masa y V_{cc} para obtener la tensión V_{in2} .

$$V_{out} = \frac{R_f}{R_{in1}} \cdot V_{in1} + \frac{R_f}{R_{in2}} \cdot V_{in2} \quad (4.42)$$

Se selecciona para las resistencias del amplificador sumador no inversor un valor de $8.2K\Omega$, esto es, $R_f=R_{in1}=R_{in2}=8.2K\Omega$.

- **Generación de la onda triangular**

Para generar la señal triangular, se utiliza también un integrado XR-2206. El diseño de los componentes externos para su generación es idéntico al de la senoidal, salvo que para obtener la salida triangular las patillas 13 y 14 deben estar en circuito abierto.

Para la onda triangular, la variación de amplitud oscila aproximadamente en $160mV_p$ por $K\Omega$ en la patilla 3, hasta un máximo de $V_{cc}/2$ ($+6V/2=3V$). Si se coloca un potenciómetro multivuelta de $200K\Omega$ conectado entre la patilla 3 y masa, se obtiene el rango máximo de variación en amplitud para la onda triangular ($0 - 3V$). Para un mismo valor de R en la patilla 3, la amplitud de la triangular es aproximadamente el doble que la de la senoidal.

Para tener la frecuencia deseada de $18kHz$ para la señal portadora triangular, se selecciona igualmente un rango de variación en frecuencia para compensar las tolerancias de los componentes. Si se selecciona para R un potenciómetro multivuelta de $200K\Omega$ y para C un condensador de $10nF$, según la ecuación (4.40) se tiene un rango de variación de $0.5kHz - 100kHz$. La variación de la resistencia R permite ajustar la frecuencia de conmutación de los interruptores del puente inversor, y modificar la aparición de los armónicos no deseados de alta frecuencia. No obstante el diseño se planteó para $18kHz$, por se una frecuencia de conmutación lo suficientemente alta para facilitar el filtrado y evitar conmutaciones audibles en la bobina de filtro.

Debido a que interesa que la señal triangular esté sincronizada con la señal senoidal, se ha planteado un sistema que reinicie la señal triangular a cada paso por cero de la senoidal. De esta manera se tiene un m_f constante en todo el período. El modo de proceder es el siguiente:

La señal senoidal generada por el XR-2206 se compara con cero a partir del operacional LM393, obteniendo un cambio brusco en el paso por cero. De la comparación se obtiene una señal cuadrada en la resistencia pull-up de $3.3K\Omega$.

La señal cuadrada de salida se pasa por el integrado DM74121 que genera un pequeño pulso en el momento del cambio del flanco positivo. Se programa la patilla 3 y 4 para que de un pulso a cada flanco positivo en la entrada de la patilla 5. La anchura del pulso de salida se obtiene a partir de la resistencia entre las patillas 11 y 14, y del condensador entre las patillas 10 y 11. El valor de este pulso se calcula a partir de la siguiente ecuación (4.43).

$$T_w = 0.55 \cdot R \cdot C \cdot \left(1 + \frac{0.7}{R}\right) \quad (4.43)$$

Si se selecciona para R un valor de $4.7K\Omega$ y para C un valor de $1nF$, se tiene una anchura de pulso de $2.58\mu s$.

A continuación se compara la señal procedente del DM74121 con una tensión de referencia ajustable, mediante el comparador LF351 (se utiliza este tipo de operacional, debido a su rapidez y alto Slew Rate). La tensión de referencia viene determinada por un potenciómetro multivuelta de $10K\Omega$.

La salida del comparador da una tensión negativa en todo el periodo menos en el paso por cero de la onda senoidal, momento en el cual el pulso que viene del DM74121 dispara el transistor 2N4392 poniéndolo en corte. Este transistor está conectado con el condensador C que genera la frecuencia de la onda triangular, y cada vez que se activa descarga este condensador y reinicializa la señal triangular.

El JFET escogido es un 2N4392, un transistor muy rápido, preparado para hacer conmutaciones con un tiempo máximo de conmutación inferior a los $50ns$. Para desacoplar las capacidades del transistor se coloca en serie con la puerta, una resistencia de $100K\Omega$, y un diodo 1N4148 en inversa a modo de protección.

Comparación de las señales senoidales y triangular

Una vez que se han ajustado las señales de las ondas senoidales (con y sin Offset) y la onda triangular, se procede a la comparación de cada par de señales. Para una misma rama del puente inversor, se tiene la comparación de la senoidal positiva con la triangular para generar los instantes de conmutación del interruptor superior, y la comparación de la senoidal positiva con Offset con la triangular para generar los instantes de conmutación del interruptor inferior. De forma análoga se generan los tiempos de conmutación de la otra rama del puente inversor a partir de la senoidal negativa (desfase de 180°). El Offset de las dos senoidales debe ser idéntico para que los tiempos muertos en cada rama sean iguales.

El comparador utilizado es el LM393, debido a su Slew Rate y a la velocidad de conmutación. Este comparador necesita de resistencias de pull-up para cada salida de comparación. Para su correcto funcionamiento, se seleccionan resistencias de $3.3K\Omega$.

Estabilización del sistema

En las entradas de alimentación de control se colocan dos condensadores de 100nF para reducir los posibles picos provenientes de la fuente de alimentación.

En todos los circuitos integrados se han puesto condensadores de desacoplo (100nF) para mejorar la estabilidad de alimentación.

Circuito de disparo de puente inversor

Como se ha mencionado, el circuito de disparo o driver, se ha implementado utilizando el circuito integrado IRS2181, de International Rectifier, tal como muestra la Figura 4.26. Estos drivers tienen una notable característica, pues pueden alimentar dos MOSFETs o dos IGBTs de una misma rama del puente, desde una referencia común. Para alimentar el interruptor superior de la rama, utiliza una tensión flotante generada mediante la técnica bootstrap.

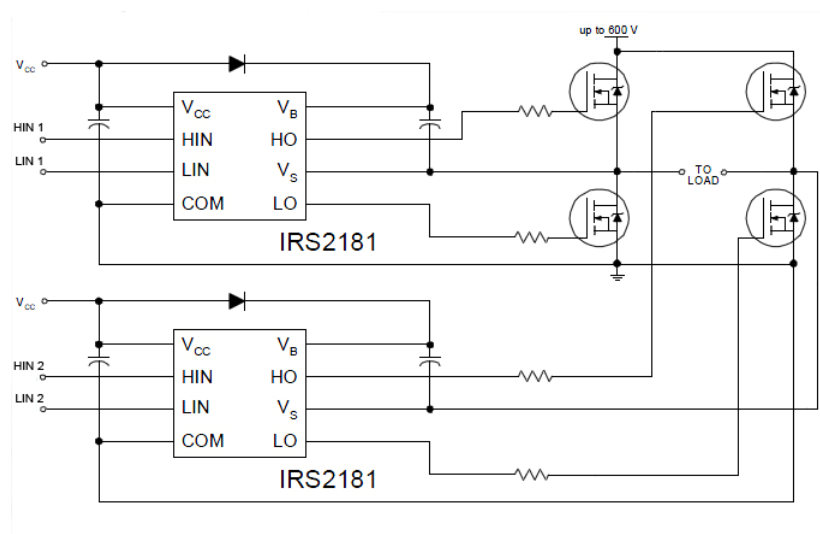


Figura 4.26: Configuración de los drivers del puente inversor

Las señales de disparo se aíslan de la etapa de control mediante el empleo de optoacopladores (6N139), por disponer de fuentes aisladas. Tras los optoacopladores se colocan negadores (74LS04), necesarios para recuperar la señal negada por los optoacopladores.

c) Alimentación de la etapa de control

El módulo de alimentación de la etapa de control está formado por un simple rectificador en puente y filtro por condensador. No se ha podido diseñar una fuente más estabilizada mediante

otras salidas auxiliares en el Flyback, ya que al añadir más devanados se acoplaba un ruido en la salida de tensión negativa, y se optó por alimentar las señales de control de forma independiente.

Las características fundamentales de la fuente de alimentación son de +6V, -6V y +12V. La tensión de +12V es utilizada para alimentar el ventilador de la caja en el montaje final, cuyo consumo es de 12V y 0.15A.

En la salida del rectificador en puente, se colocan unos condensadores que filtran los posibles picos en la salida del rectificador. Además, la fuente está formada por tres reguladores lineales de tensión (7806, 7906 y 7812), con los correspondientes filtros por condensador.

Se diseñan las alimentaciones para un consumo máximo de 0.5A. Con esta corriente a la salida de la alimentación de control se tiene suficiente para poder alimentar a todos los circuitos que la componen. Debido a la utilización de elementos de la serie 78XX (y 79XX), la tensión de entrada de los mismos debe ser de 15V como mínimo y de 35V como máximo.

Para suministrar el voltaje necesario para los reguladores se cuenta con un transformador de doble salida de 15V_{ef} y 5VA. Con estas características, se calcula la tensión máxima inversa que debe aguantar cada diodo del puente rectificador:

$$V_m = V_{ef} \cdot \sqrt{2} = 15V \cdot \sqrt{2} = 21.21V$$

La intensidad en directo del diodo en un puente de doble onda es:

$$I_f = \frac{I_o}{2} = \frac{0.5A}{2} = 0.25A$$

Con estos valores se elige el puente rectificador B40C1000.

El condensador a la salida del puente rectificador debe ser capaz de dar la intensidad deseada a la carga en el momento en que la tensión del rectificador sea inferior a la del mismo condensador. La corriente eficaz que pasa por el condensador se calcula como:

$$I_{c(rms)} = \sqrt{(2 \cdot I_{f(rms)} - I_{ef}^2)} = \sqrt{(2 \cdot 0.5A - (0.5A)^2)} = 0.87A$$

Se selecciona un condensador de 1000μF, que debe soportar una corriente nominal de 0.87A y una tensión mínima de 25V. Éste valor del condensador permite reducir un 10% el valor del rizado.

En la entrada de cada regulador se coloca un condensador de 100nF (25V) para reducir la resistencia serie del condensador de 1000μF. A la salida se coloca un condensador de 10μF para eliminar posibles picos procedentes de la carga y un condensador de 100nF para poder desacoplar posibles interferencias.

Para este diseño, los cálculos térmicos de los disipadores necesarios para los reguladores se hacen prescindibles pues los componentes utilizados son de poca potencia. Se opta por colocar unos disipadores en plancha de 3.4W, suficientes para cumplir con la disipación.

4.3.4. Simulaciones del inversor DC/AC

A continuación se realizan las simulaciones pertinentes del inversor DC/AC, mediante los dos métodos de control de modulación pwm senoidal.

4.3.4.1. Simulación PWM Bipolar

La simulación bipolar se realiza con el siguiente esquemático en el que únicamente son necesarias dos señales, una moduladora senoidal y una portadora triangular:

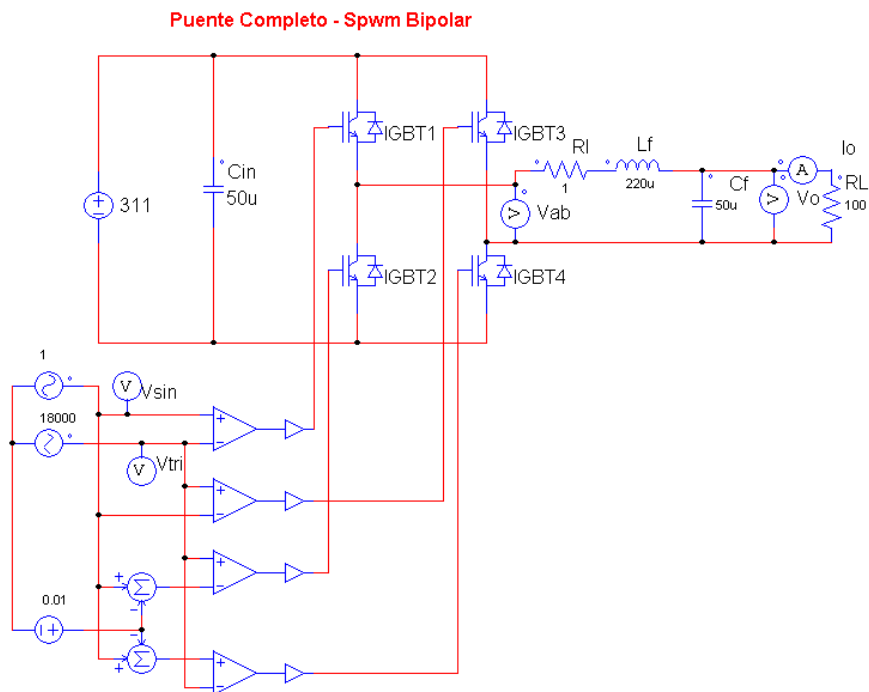


Figura 4.27: Modelo de simulación para la modulación Spwm Bipolar

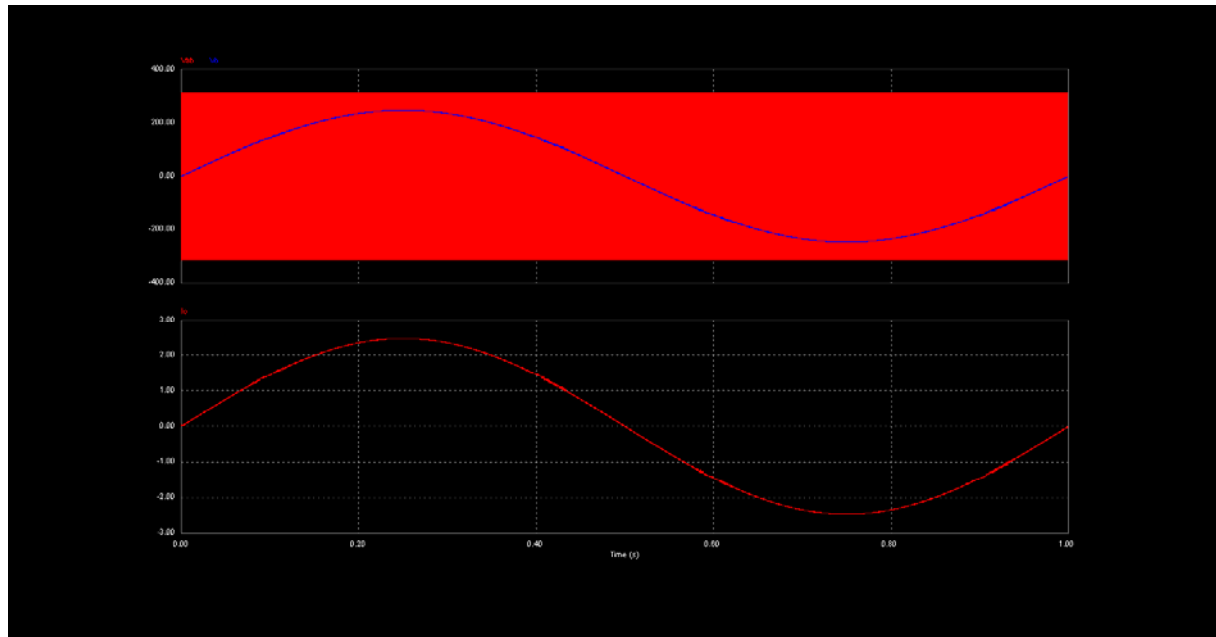


Figura 4.28: Respuesta de la simulación Spwm bipolar

Como se muestra en la Figura 4.28, la salida del puente inversor con modulación Spwm bipolar presenta conmutaciones entre $+V_{DC}$ y $-V_{DC}$, que pueden estresar en mayor medida los componentes del filtrado posterior. Al pasar por el filtro LC, se atenúan todos los armónicos de alta frecuencia salvo la componente fundamental del primer armónico que pasa limpia. Igualmente, la corriente presenta una forma senoidal pura y esta en fase con la tensión del primer armónico bajo carga resistiva pura.

4.3.4.2. Simulación PWM Unipolar

La simulación unipolar se realiza con el siguiente esquemático en el que son necesarias tres señales, dos moduladoras senoidales, una desfasada 180° respecto a la otra, y una portadora triangular:

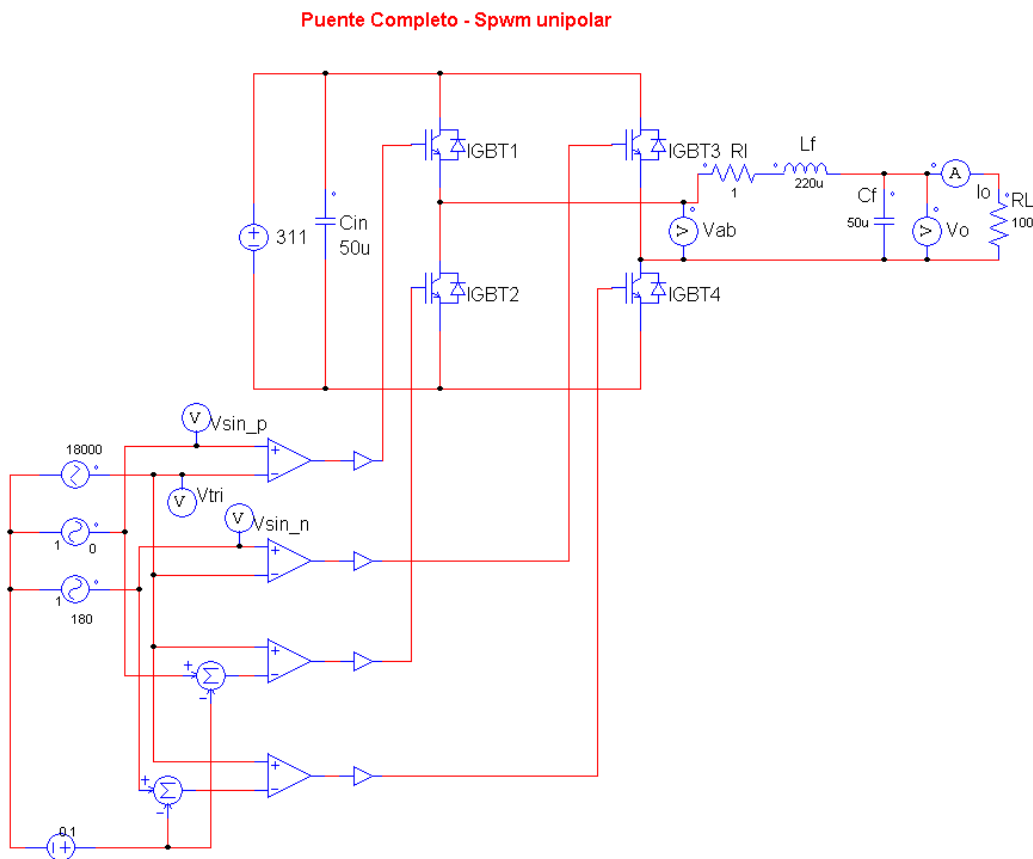


Figura 4.29: Modelo de simulación para la modulación Spwm Unipolar

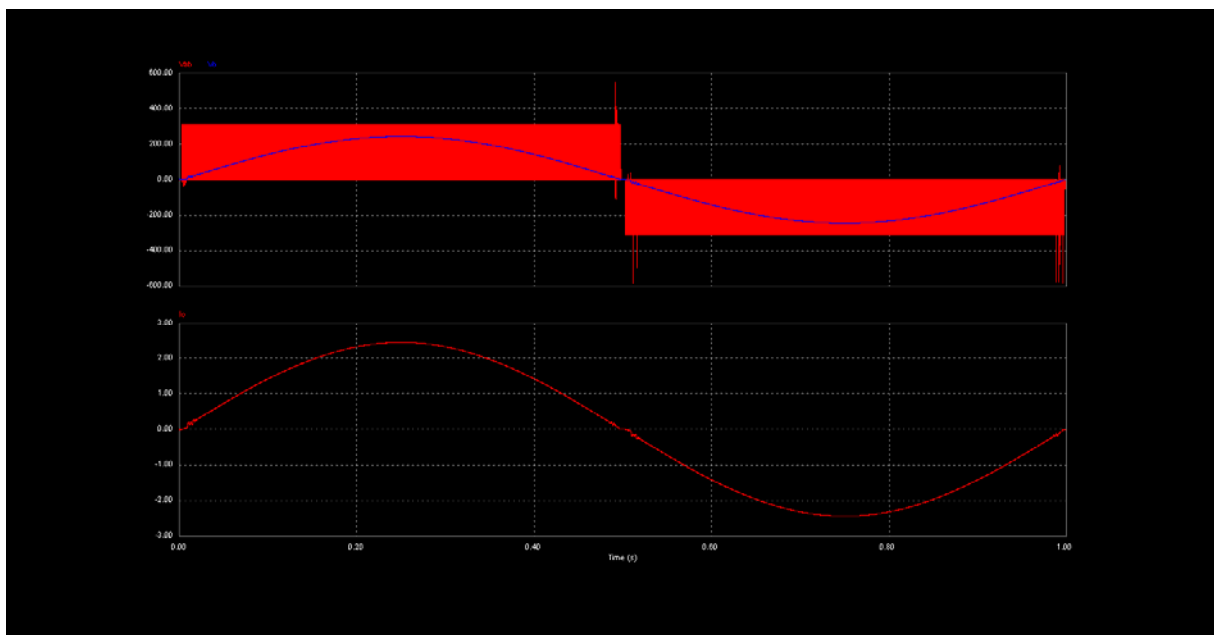


Figura 4.30: Respuesta de la simulación Spwm Unipolar

Como se muestra en la Figura 4.30, la salida del puente inversor con modulación Spwm unipolar presenta conmutaciones entre $+V_{DC}$ y $0V$, y entre $-V_{DC}$ y $0V$, lo que supone una mejora con respecto a la modulación bipolar. Como en el caso anterior, el filtro LC atenúa todos los armónicos de alta frecuencia salvo la componente fundamental del primer armónico. La corriente de salida del filtro presenta una forma senoidal pura y esta en fase con la tensión del primer armónico bajo carga resistiva pura.

4.3.5. Filtro LC

El propósito de este par de elementos reactivos no es exactamente el de servir de filtro para obtener una perfecta onda senoidal, a pesar de que esto venga como un efecto añadido. La misión de cada uno de estos elementos está claramente diferenciada, correspondiendo al condensador la función de corregir el factor de potencia, procedente de elevadas corrientes de magnetización.

Por otro lado, debido a la existencia impuesta del mencionado condensador, no se puede establecer una conexión directa entre la salida del puente inversor y el conjunto LC paralelo de la sección final, ya que esto supondría un serio cortocircuito directo para las componentes de alta frecuencia de la señal PWM, lo que provocaría un rápido incremento en la temperatura de los transistores IGBTs y su inmediata destrucción.

Para evitar que esto ocurra, se hace necesario limitar estas corrientes de alta frecuencia sin que ello suponga ninguna atenuación para la componente fundamental de 1Hz, motivo por el que aparece una bobina de choque en serie con la salida del puente inversor.

Es importante conocer la función de la bobina de choque para proceder a su cálculo: bloquear las componentes de alta frecuencia sin atenuar de manera apreciable la componente de 1Hz. Debido a que la portadora de 18KHz queda muy alejada de la componente de nuestro interés, el criterio para su cálculo vendrá impuesto por la portadora, asegurando a priori que no supondrá ninguna atenuación a 1Hz.

La rama serie debe tener una baja impedancia a la frecuencia fundamental para que no haya pérdidas de tensión y una alta impedancia a la frecuencia de los armónicos que se quieren eliminar. La rama paralela debe comportarse de forma opuesta para no cargar al inversor con una intensidad de frecuencia igual a la del fundamental y para cortocircuitarse a la frecuencia de los demás armónicos, como muestra la Figura 4.31.

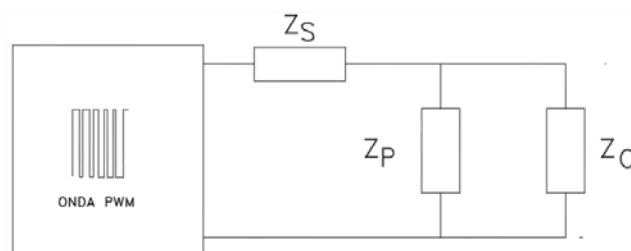


Figura 4.31: Filtro para inversores modulados

Se llama atenuación del filtro para una determinada frecuencia, a la relación entre la tensión de salida y la de entrada a dicha frecuencia, según la ecuación (4.44).

$$\frac{U_S}{U_E} = \frac{Z'_P}{Z'_P + Z_S} \quad (4.44)$$

El valor de Z'_P puede ser calculado mediante la ecuación (4.45).

$$Z'_P = \frac{\frac{-j \cdot R}{\omega \cdot C}}{\frac{-j}{\omega \cdot C} + R} \quad (4.45)$$

Donde R es la carga y C es el condensador en paralelo con la carga. Si se plantea la expresión de la atenuación según la ecuación (4.44), se tiene:

$$\frac{U_S}{U_E} = \frac{-j}{(C \cdot L \cdot \omega^2 - 1)j + \frac{\omega \cdot L}{R}} \quad (4.46)$$

Esta expresión se puede simplificar tomando los siguientes parámetros:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} ; \quad Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Sustituyendo estos parámetros en la ecuación (4.46) se tiene:

$$\frac{U_S}{U_E} = \frac{-j}{j \cdot (\omega_0^2 - 1) + \frac{\omega_0}{Q}} \quad (4.47)$$

Esta expresión normalizada se muestra en forma gráfica para distintos valores de Q (factor de calidad) en la Figura 4.32.

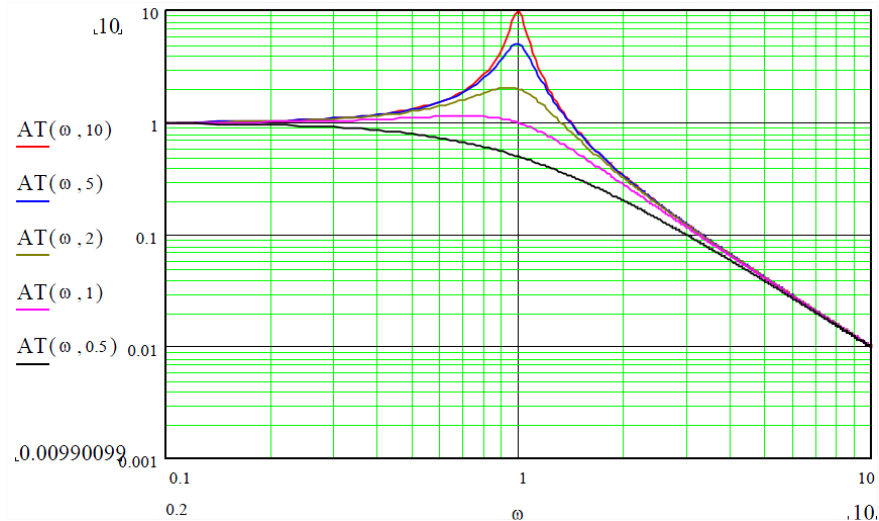


Figura 4.32: Atenuación de un filtro LC en función de “Q”

A continuación se calcula el valor de L y C para que el valor del mayor armónico sea un 5% de la fundamental. Para este diseño ($m_a=0.9$, $m_f=18k$, $V_{DC}=300V$), se obtienen los siguientes valores para los armónicos, consultando la Tabla 3.3.

| Frecuencia normalizada | Valor normalizado | Frecuencia | Valor |
|------------------------|-------------------|------------|-------|
| 1 | 0.9 | 1Hz | 270V |
| (2mf-1) | 0.25 | 35999 | 75V |
| (2mf+1) | 0.25 | 36001 | 75V |

Tabla 4.2: Valores de los armónicos más significativos

En estas condiciones, el armónico más significativo no deseado aparece a la frecuencia de 35999Hz y su valor es de 75V.

Si se desea una atenuación tal que la amplitud del armónico se reduzca a un valor inferior de 13.5V (5% de la fundamental), se obtiene un valor de atenuación de 0.17. Con este valor se asegura que la amplitud que se obtiene para la componente a la frecuencia de 35999Hz sea de 13V. Este valor de atenuación nos fija el valor de w_0 a un valor de 3. La selección del valor del factor de calidad nos fijará a su vez la relación existente entre los valores de L y C.

En este caso, considerando lo anteriormente expuesto y con el objeto de obtener unos valores razonables para los componentes del filtro, se fija un factor de calidad $Q=50$ (suponiendo una carga resistiva de 100Ω), con lo que desnormalizando los valores obtenidos (w_0 y Q) se obtienen los siguientes valores de bobina y condensador:

$$L=220\mu H, C=50\mu F$$

La frecuencia de corte del filtro viene dada por la ecuación (4.48).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.48)$$

Para los valores estimados, se tiene:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{220\mu H \cdot 50\mu F}} = 1517.48\text{Hz}$$

4.3.6. Resultados experimentales

A continuación se muestran algunas capturas de los resultados experimentales para el inversor DC/AC, y para la etapa de control de modulación Spwm unipolar.

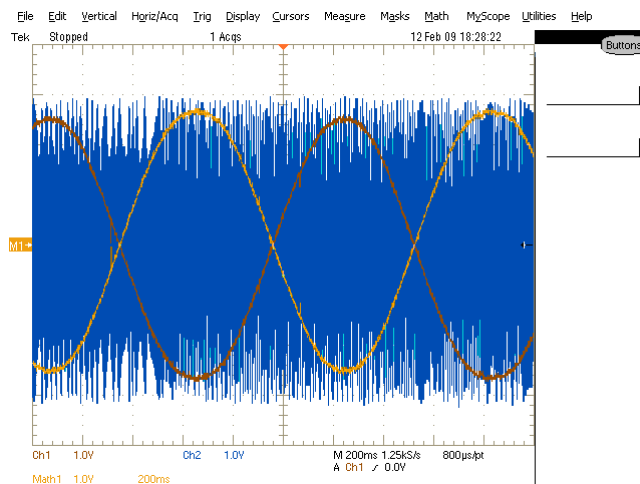


Figura 4.33: Señales de control de la modulación Spwm Unipolar

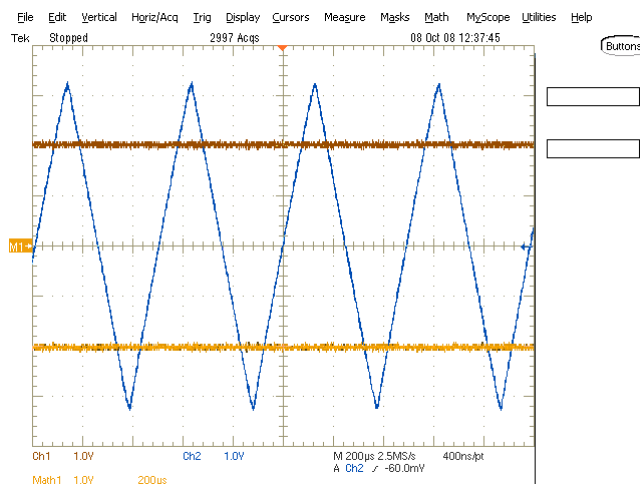


Figura 4.34: Detalle de las señales de control de la modulación Spwm Unipolar

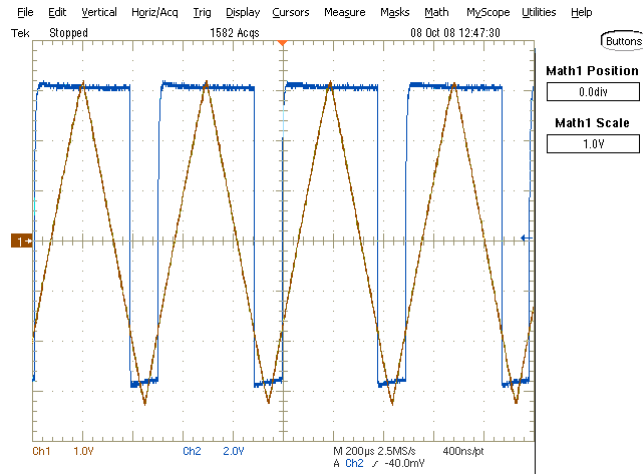


Figura 4.35: Resultado de la comparación de las señales de control

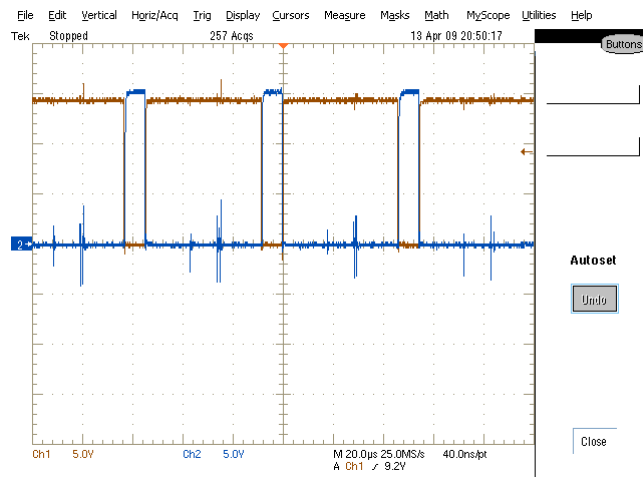


Figura 4.36: Señales de disparo del driver Medio Puente

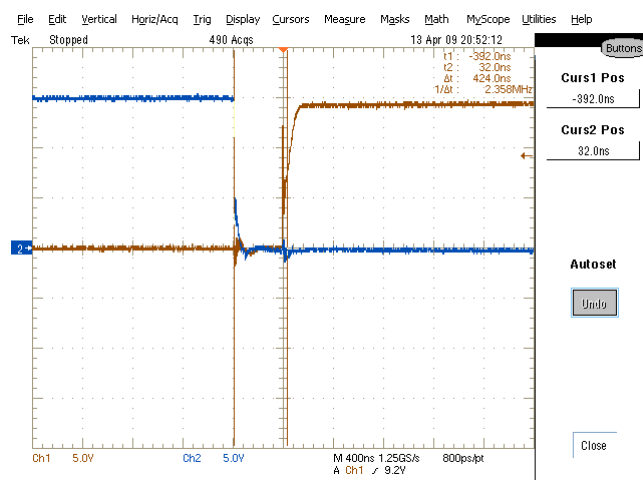


Figura 4.37: Tiempo muerto entre las señales de disparo

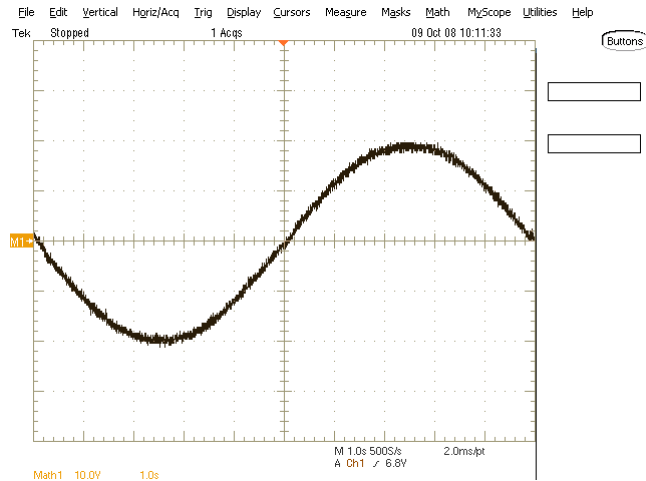


Figura 4.38: Tensión de salida del filtro LC

Como muestra la Figura 4.38, la salida del filtro LC presenta una forma senoidal pura con bajo contenido armónico como se esperaba, y con un rizado despreciable.

Para las señales de disparo de los IGBTs se ha configurado un tiempo muerto de 400ns mediante el ajuste del Offset de las señales senoidales de comparación, como se muestra en la Figura 4.37.

5. CONCLUSIONES

El objetivo fundamental del proyecto ha sido el diseño e implementación de una fuente de alimentación de alterna de frecuencia muy baja, desarrollada totalmente de forma manual, desde el diseño y construcción del transformador pasando por el filtro de salida, etapas de control, etc. Es preciso decir, que el resultado a nivel de rendimiento no es el mismo, ni el volumen de este tampoco, comparándolo con una construcción más profesional en la que se hubieran mejorado prestaciones y volumen. No obstante, su tamaño final pese a no ser óptimo, cumple con el requisito de ser reducido y manejable. Además, el sistema fue planteado para un uso industrial en laboratorio y debería cumplir las normas de armónicos de baja frecuencia (IEC61000-3-2), las de aislamiento galvánico (EN60950) y las de EMI (EN55013).

Dentro del Inversor, se cuenta con un puente "H" conectado a la fuente de continua generada por el convertidor Flyback, que es el responsable, junto al control, de formar la onda de voltaje alterno de salida. Poder variar esta tensión de salida entre unos márgenes más o menos amplios se consigue mediante el control de la tensión continua de entrada a través del ajuste del Flyback ("variable DC-link Inverter"). No obstante, también es posible ajustar la tensión de salida mediante la regulación interna en el propio inversor, esto es, mediante la modulación SPWM y más concretamente ajustando el índice de modulación en amplitud (cambiando la amplitud de la onda portadora triangular). Este último método pese a ser viable en este proyecto según se ha planteado, no presenta una respuesta dinámica aceptable, y queda descartado salvo para un ajuste inicial sin conexión al puente inversor. De forma análoga se puede ajustar la frecuencia de salida del inversor dentro de unos límites definidos por construcción, cambiando la frecuencia de la onda de referencia senoidal bajo la misma condición anterior y considerando el dimensionado del filtro de salida.

Respecto al diseño y puesta en marcha de la fuente, destacar la fuerte dependencia de la señal de salida, respecto al diseño del filtro. Un condensador demasiado pequeño genera un rizado muy acusado en la señal, y una bobina de alta inductancia reduce la amplitud de salida debido a su mayor impedancia. Se busca un compromiso en el que la bobina sea tal que su impedancia a la frecuencia de trabajo sea reducida, pero que no presente grandes pérdidas debido al calentamiento en la conmutación. Por otro lado, el ajuste de la tensión de salida debe hacerse moviendo el potenciómetro de ajuste de menos a más y de forma gradual, para evitar la saturación del núcleo magnético del Flyback en los cambios bruscos.

Se puede concluir que se lograron los objetivos planteados para el desarrollo de este equipo, en cuanto a tamaño, potencia y operación. De esta forma, los resultados experimentales obtenidos muestran un buen funcionamiento del conjunto.

Futuras ampliaciones

Como futuras ampliaciones se pueden plantear un diseño más robusto, en cuanto a perturbaciones en la salida. Esto se consigue mediante la generación digital de las señales de disparo de los interruptores del puente inversor a través de un PIC, un dsPIC, o una FPGA.

Con esta implementación se consigue una corrección de la forma de onda senoidal, mediante la realimentación de variables como frecuencia, tensión o corriente, o mediante un interfaz de comunicación digital que permita modificar dinámicamente los parámetros de modulación.

Otra posible ampliación sería el desarrollo de mayores voltajes de salida, para lo cual habría que cambiar la fuente de continua de entrada al puente inversor, y sustituir los IGBTs del puente por otros interruptores que soporten mayor voltaje como GTOs, así como los drivers de disparo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Marty Brown, “Power Supply Cookbook” (2ª Edición, Butterworth–Heinemann, 2001) (265 Pág.) ISBN 0-7506-7329-X.
- [2] Marty Brown, “Practical Switching Power Supply Design” (Academic Press, 1990) (258 Pág.) ISBN 0-12-137030-5.
- [3] Muhammad H. Rashid, “Power Electronics Handbook” (Academic Press, 2001) (892 Pág.) ISBN 0-12-581650-2.
- [4] Abraham I. Pressman, “Switching power supply design” (2ª Edición, McGraw-Hill, 1998) (678 Pág.) ISBN 0-07-052236-7.
- [5] Christophe P. Basso “Switch-Mode Power Supply Spice Cookbook” (McGraw- Hill, 2001) (263 Pág.) ISBN: 0-07-137509-0.

Artículos

- [6] Rudy Severns, “Design Of Snubbers For Power Circuits”.
- [7] Nota de aplicación AN4137, “Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch” de <http://www.fairchildsemi.com>.
- [8] Nota de aplicación AN4140, “Transformer Design Consideration for off-line Flyback Converters using Fairchild Power Switch” de <http://www.fairchildsemi.com>.
- [9] Nota de aplicación AN-IPS-01, “Switchmode Power Supply Applications” de IN-PLUG product datasheets.

Webs

- [10] Componentes magnéticos: <http://www.smeps.us/magnetics.html>.
- [11] Tutorial de fuentes conmutadas: <http://www.smpstech.com/tutorial/t00con.htm>
- [12] Diseño de fuentes conmutadas: <http://www.smeps.com/Design/>

ANEXOS

A. PRESUPUESTO ESTIMADO DEL PROYECTO

En este anexo se expone el presupuesto estimado para realizar el proyecto planteado, desglosándolo en diferentes partes para mejorar su comprensión. Estas son:

Componentes, placas y PCB: coste de los componentes, de las placas, así como del montaje PCB.

Recursos humanos: Mano de obra necesaria para realizar el proyecto.

Coste de los componentes, placas y PCB

El coste de componentes se puede desglosar para cada placa del sistema y tener un estudio más detallado del coste de cada módulo del inversor. Así se tienen 4 subapartados relacionados con el montaje hardware de cada placa: placa del convertidor AC/DC, placa del puente inversor DC/AC, placa de alimentación de control, y etapa de control. Asimismo, se tiene el coste relacionado con el montaje final, esto es, la caja del equipo y componentes externos.

a) Placa del convertidor AC/DC

Para la placa del convertidor Flyback off-line se tiene el siguiente desglose de componentes:

| CONCEPTO | CANTIDAD | PRECIO/UNIDAD | PRECIO |
|--|----------|---------------|--------|
| Termistor NTC 10 Ω | 1 | 2,30 € | 2,30 € |
| Inductor choque modo común 5,5mH | 1 | 4,44 € | 4,44 € |
| Condensador poliéster 220nF 250V | 2 | 0,39 € | 0,78 € |
| Condensador poliéster 100nF 630V | 1 | 0,47 € | 0,47 € |
| Condensador poliéster 2,2nF 1000V | 1 | 0,29 € | 0,29 € |
| Condensador cerámico 100nF 63V | 5 | 0,15 € | 0,75 € |
| Condensador cerámico 22nF 63V | 1 | 0,24 € | 0,24 € |
| Condensador cerámico 10nF 63V | 1 | 0,24 € | 0,24 € |
| Condensador cerámico 1,5nF 250V | 2 | 0,49 € | 0,98 € |
| Condensador cerámico 1,2nF 63V | 1 | 0,22 € | 0,22 € |
| Condensador cerámico 470pF 63V | 1 | 0,18 € | 0,18 € |
| Condensador electrolítico 330 μ F 400V | 1 | 8,36 € | 8,36 € |
| Condensador electrolítico 100 μ F 450V | 2 | 4,26 € | 8,52 € |
| Condensador electrolítico 470 μ F 63V | 2 | 1,25 € | 2,5 € |
| Condensador electrolítico 47 μ F 63V | 1 | 0,99 € | 0,99 € |
| Condensador electrolítico 10 μ F 35V | 2 | 0,14 € | 0,28 € |
| Condensador electrolítico 1 μ F 25V | 1 | 0,20 € | 0,20 € |
| Resistencia 330k Ω 2W | 1 | 0,14 € | 0,14 € |
| Resistencia 33k Ω 2W | 1 | 0,14 € | 0,14 € |
| Resistencia 33k Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 18k Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 10k Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 2,7k Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |

| | | | |
|--|---|--------|---------------|
| Resistencia 1,2k Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 1k Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 820 Ω 1W | 1 | 0,08 € | 0,08 € |
| Resistencia 47 Ω 2W | 1 | 0,14 € | 0,14 € |
| Resistencia 10 Ω 1W | 1 | 0,08 € | 0,08 € |
| Resistencia 0,25 Ω 50W | 2 | 5,85 € | 11,7 € |
| Potenciómetro lineal 1 vuelta 22k Ω | 1 | 2,85 € | 2,85 € |
| Diodo ultrarrápido 1n4148 | 1 | 0,06 € | 0,06 € |
| Diodo ultrarrápido UF4007 | 2 | 0,20 € | 0,40 € |
| Diodo rectificador STTH8L06D | 3 | 2,13 € | 6,39 € |
| Puente B250C3300 250V 5A | 1 | 2,25 € | 2,25 € |
| MOSFET canal n STW9NK90Z | 1 | 3,79 € | 3,79 € |
| Ferritas ETD 49/25/16 gap 0,5mm | 2 | 2,45 € | 4,9 € |
| Carrete 49/25/16 20 pines | 1 | 1,60 € | 1,60 € |
| Clip de fijación carrete | 2 | 0,48 € | 0,96 € |
| Controlador PWM FAN7554 | 1 | 0,91 € | 0,91 € |
| Optoacoplador ISP817 | 1 | 0,77 € | 0,77 € |
| Referencia de tensión TL431A | 1 | 0,43 € | 0,43 € |
| Regulador 7815UC 15V 1A | 1 | 0,94 € | 0,94 € |
| Regulador 7806UC 6V 1A | 1 | 0,20 € | 0,20 € |
| Disipador TO220/126 35mm | 2 | 0,42 € | 0,84 € |
| Disipador aluminio 60mm | 1 | 1,00 € | 1,00 € |
| Regleta 2 conectores | 2 | 0,26 € | 0,52 € |
| Regleta 3 conectores | 2 | 0,40 € | 0,80 € |
| Placa de baquelita 150x100 | 1 | 5,05 € | 5,05 € |
| TOTAL | | | 78,8 € |

Tabla A.1: Presupuesto del convertidor AC/DC

b) Placa del puente inversor DC/AC

La placa del puente inversor DC/AC tiene el siguiente desglose de componentes:

| CONCEPTO | CANTIDAD | PRECIO/UNIDAD | PRECIO |
|--|----------|---------------|----------------|
| IGBT IRG4BC30UD | 4 | 8,51 € | 34,04 € |
| Diodo Zener 15V 1W | 4 | 0,10 € | 0,40 € |
| Condensador poliéster 100nF 630V | 4 | 0,47 € | 1,88 € |
| Resistencia 220 Ω 1W | 4 | 0,08 € | 0,32 € |
| Diodo ultrarrápido UF4007 | 4 | 0,20 € | 0,8 € |
| Inductancia 220 μ H 1,5A | 1 | 2,45 € | 2,45 € |
| Condensador electrolítico 100 μ F 450V | 2 | 4,26 € | 8,52 € |
| Disipador TO220/TO3 | 4 | 1,15 € | 4,6 € |
| Regleta 2 conectores | 2 | 0,26 € | 0,52 € |
| Tira de pines | 1 | 1,05 € | 1,05 € |
| Placa de baquelita de 150x100 | 1 | 5,05 € | 5,05 € |
| TOTAL | | | 59,63 € |

Tabla A.2: Presupuesto del puente inversor DC/AC

c) Placa de alimentación de control

La placa relativa a la alimentación de la etapa de control del puente inversor tiene el siguiente detalle de componentes:

| CONCEPTO | CANTIDAD | PRECIO/UNIDAD | PRECIO |
|--------------------------------------|----------|---------------|----------------|
| Condensador poliéster 220nF | 1 | 0,5 € | 0,5 € |
| Inductor choque modo común 3,3mH | 1 | 2,40 € | 2,40 € |
| Transformador 230/12+12V 5VA | 1 | 8,69 € | 8,69 € |
| Puente B40C1000 40V 1A | 1 | 0,26 € | 0,26 € |
| Condensador electrolítico 1000µF 40V | 2 | 0,36 € | 0,72 € |
| Condensador electrolítico 10µF 35V | 3 | 0,14 € | 0,42 € |
| Condensador cerámico 100nF 63V | 5 | 0,03 € | 0,15 € |
| Regulador 7806UC 6V 1A | 1 | 0,20 € | 0,20 € |
| Regulador 7906UC -6V 1A | 1 | 0,33 € | 0,33 € |
| Regulador 7812UC 12V 1A | 1 | 0,18 € | 0,18 € |
| Disipador TO220/126 35mm | 3 | 0,42 € | 1,26 € |
| Regleta 2 conectores | 1 | 0,26 € | 0,26 € |
| Regleta 3 conectores | 3 | 0,40 € | 1,20 € |
| Placa de baquelita 100x100 | 1 | 4,37 € | 4,37 € |
| TOTAL | | | 20,94 € |

Tabla A.3: Presupuesto de la alimentación de control

d) Etapa de control del puente inversor

La etapa de control del puente inversor tiene el siguiente desglose, en el que se incluye el coste de la placa PCB creada a partir del fotolito.

| CONCEPTO | CANTIDAD | PRECIO/UNIDAD | PRECIO |
|------------------------------------|----------|---------------|--------|
| Condensador cerámico 100nF 63V | 29 | 0,15 € | 4,35 € |
| Condensador cerámico 10nF 63V | 1 | 0,24 € | 0,24 € |
| Condensador cerámico 1nF 63V | 5 | 0,20 € | 1,00 € |
| Condensador electrolítico 47µF 63V | 2 | 0,99 € | 1,98 € |
| Condensador electrolítico 22µF 25V | 1 | 0,14 € | 0,14 € |
| Condensador electrolítico 10µF 63V | 6 | 0,14 € | 0,84 € |
| Condensador electrolítico 1µF 63V | 2 | 0,14 € | 0,28 € |
| Resistencia 100kΩ 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 8,2kΩ 1/4W | 8 | 0,02 € | 0,16 € |
| Resistencia 4,7kΩ 1/4W | 7 | 0,02 € | 0,14 € |
| Resistencia 3,3kΩ 1/4W | 9 | 0,02 € | 0,18 € |
| Resistencia 1,2kΩ 1/4W | 5 | 0,02 € | 0,10 € |
| Resistencia 1kΩ 1/4W | 6 | 0,02 € | 0,12 € |
| Resistencia 680Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 220Ω 1/4W | 1 | 0,02 € | 0,02 € |
| Resistencia 10Ω 1W | 4 | 0,08 € | 0,32 € |
| Timmer multivuelta 500kΩ | 3 | 1,76 € | 5,28 € |

| | | | |
|----------------------------------|----|--------|-----------------|
| Timmer multivuelta 200k Ω | 3 | 1,76 € | 5,28 € |
| Timmer multivuelta 20k Ω | 2 | 1,76 € | 3,52 € |
| Timmer multivuelta 10k Ω | 3 | 1,76 € | 5,28 € |
| Timmer multivuelta 2k Ω | 1 | 1,76 € | 1,76 € |
| Timmer multivuelta 1k Ω | 1 | 1,76 € | 1,76 € |
| Diodo ultrarrápido 1n4148 | 10 | 0,06 € | 0,6 € |
| Diodo ultrarrápido UF4007 | 2 | 0,20 € | 0,40 € |
| Driver medio puente IRS2181PBF | 2 | 3,27 € | 6,54 € |
| Inversor 74LS04 | 1 | 0,63 € | 0,63 € |
| Optoacoplador 6N139 | 4 | 2,48 € | 9,92 € |
| Comparador LM393 | 3 | 0,28 € | 0,84 € |
| Amplificador operacional TL084 | 1 | 0,65 € | 0,65 € |
| Amplificador operacional LF351 | 1 | 1,12 € | 1,12 € |
| Multivibrador 74121 | 1 | 1,96 € | 1,96 € |
| Transistor JFET 2N4392 | 1 | 3,38 € | 3,38 € |
| Generador de onda XR-2206 | 2 | 3,98 € | 7,96 € |
| Regleta 2 conectores | 2 | 0,26 € | 0,52 € |
| Regleta 3 conectores | 3 | 0,40 € | 1,20 € |
| Tira de pines | 1 | 1,05 € | 1,05 € |
| Jumper | 9 | 0,10 € | 0,90 € |
| Placa PCB doble cara | 1 | 200 € | 200 € |
| TOTAL | | | 270,46 € |

Tabla A.4: Presupuesto del control del puente inversor

e) Caja, montaje, y conectores externos

En último lugar se muestra el desglose de los componentes necesarios para el montaje del conjunto, en el que se incluye la caja, los componentes externos, y elementos auxiliares.

| CONCEPTO | CANTIDAD | PRECIO/UNIDAD | PRECIO |
|-------------------------------|----------|---------------|----------------|
| Caja aluminio 205x105x205mm | 1 | 19,87 € | 19,87 € |
| Separador hexagonal | 19 | 0,25 € | 4,75 € |
| Tornillo separador | 19 | 0,04 € | 0,76 € |
| Ventilador 60x60x20 | 1 | 6,65 € | 6,65 € |
| Rejilla ventilador 60x60 | 1 | 1,52 € | 1,52 € |
| Portafusible bayoneta | 1 | 0,63 € | 0,63 € |
| Conector entrada alimentación | 1 | 2,63 € | 2,63 € |
| Portaled cartucho 5mm | 1 | 0,82 € | 0,82 € |
| Led rojo 5mm | 1 | 0,08 € | 0,08 € |
| Conmutador 2 pos, on/off | 1 | 1,10 € | 1,10 € |
| Botón negro potenciómetro | 1 | 3,08 € | 3,08 € |
| Conector coaxial BNC hembra | 1 | 5,71 € | 5,71 € |
| Conector banana Jack hembra | 2 | 2,51 € | 5,02 € |
| TOTAL | | | 52,62 € |

Tabla A.5: Presupuesto de los componentes del montaje final

Reuniendo los costes relativos a cada apartado, se tiene:

| CONJUNTO | CANTIDAD | COSTE |
|-----------------------------|-----------------|-----------------|
| Placa convertidor AC/DC | 1 | 78,80 € |
| Placa puente inversor DC/AC | 1 | 59,63 € |
| Placa alimentación control | 1 | 20,94 € |
| Etapa de control | 1 | 270,46 € |
| Caja, montaje y conectores | 1 | 52,62 € |
| TOTAL | | 482,45 € |

Tabla A.6: Presupuesto de los componentes Hardware

Recursos humanos

Los recursos humanos son los correspondientes al trabajo realizado por el proyectista, Si se estima un sueldo aproximado de 1,500 €/mes para un ingeniero junior, y teniendo en cuenta que un mes tiene 165 horas hábiles, se obtiene un salario por hora de 9,09 €/hora. Teniendo este salario se puede hacer una aproximación del coste asociado al proyectista. El proyecto se ha dividido en tareas cada una con una duración determinada.

| TAREA | HORAS | COSTE |
|------------------------------|--------------|-------------------|
| Análisis de especificaciones | 40 | 363,60 € |
| Diseño y cálculos | 60 | 545,40 € |
| Implementación | 80 | 727,20 € |
| Experimentación y Montaje | 60 | 545,40 € |
| TOTAL | 370 | 2.181,60 € |

Tabla A.7: Coste de los recursos humanos

Coste total del proyecto

El coste total del proyecto se calcula como la suma de los costes parciales expuestos anteriormente, y puesto que ya tienen el IVA incluido, su resultado queda reflejado en la siguiente tabla:

| CONCEPTO | COSTE |
|---------------------------|-------------------|
| Componentes, placas y PCB | 482,45 € |
| Recursos humanos | 2.181,60 € |
| TOTAL | 2.664,05 € |

Tabla A.8: Coste total del proyecto

B. ESQUEMÁTICOS Y PLANOS DEL PCB

A continuación, se muestran los esquemáticos de los distintos bloques que forman el proyecto, así como las máscaras Layout de la etapa de control del puente inversor.

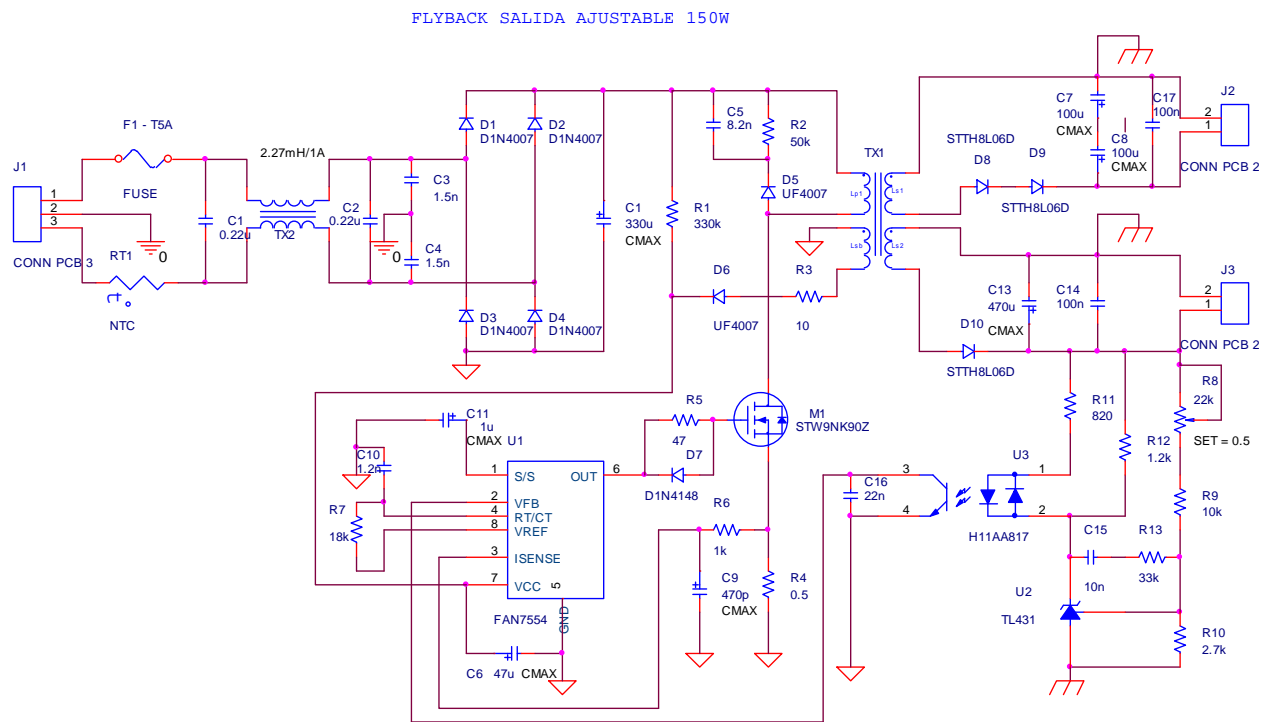


Figura B.1: Esquemático del convertidor AC/DC

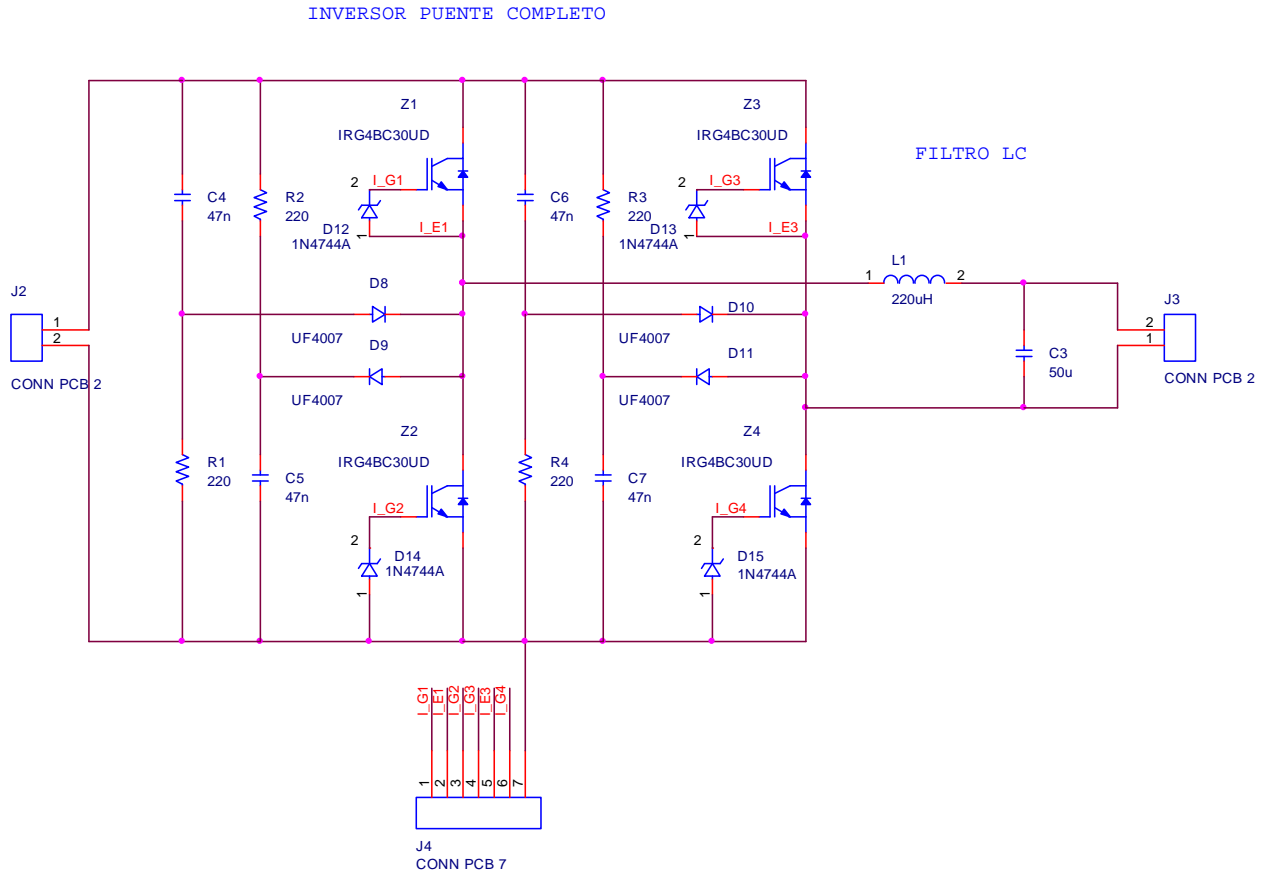


Figura B.2: Esquemático del inversor en Puente Completo

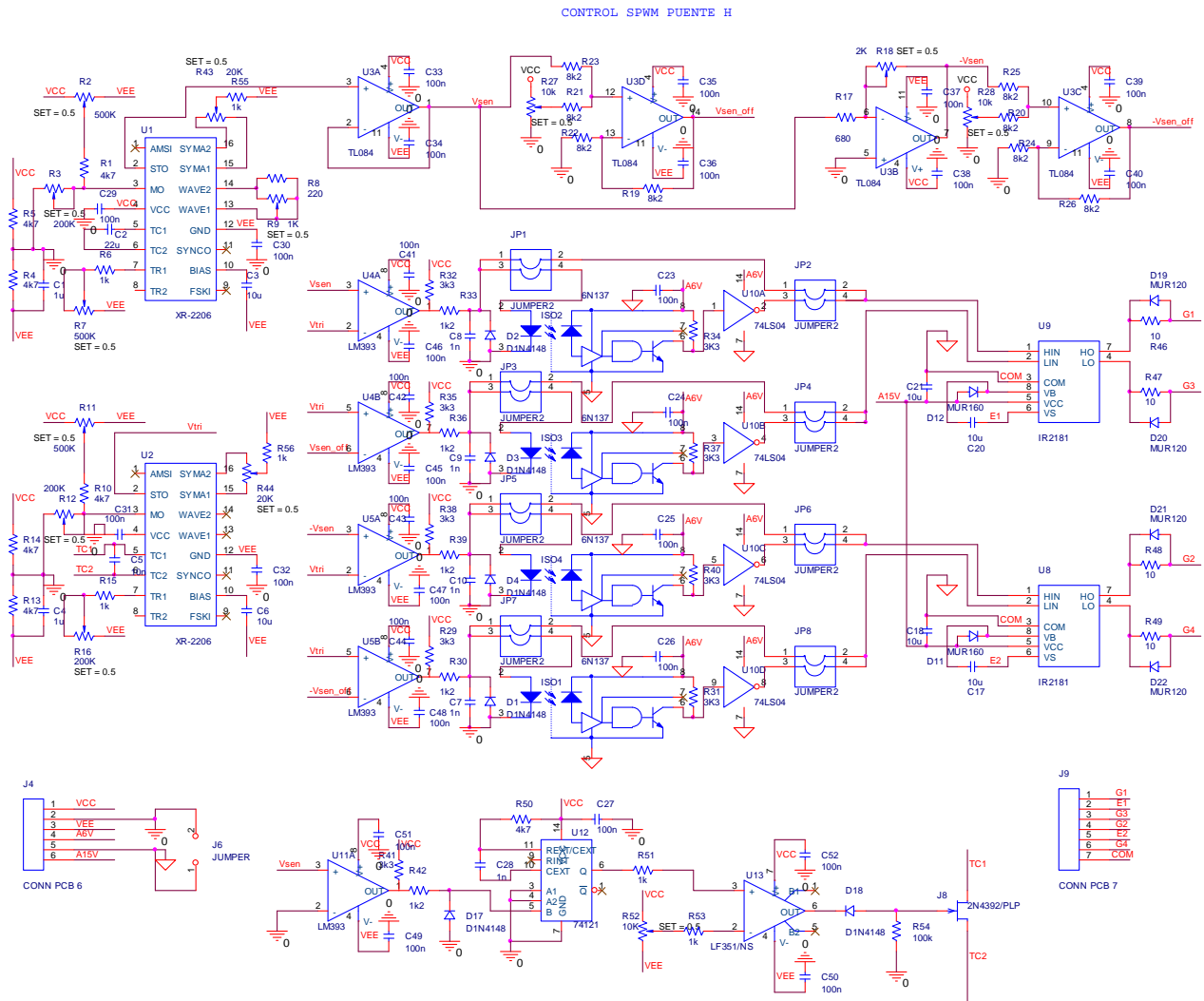


Figura B.3: Esquemático del control Spwm

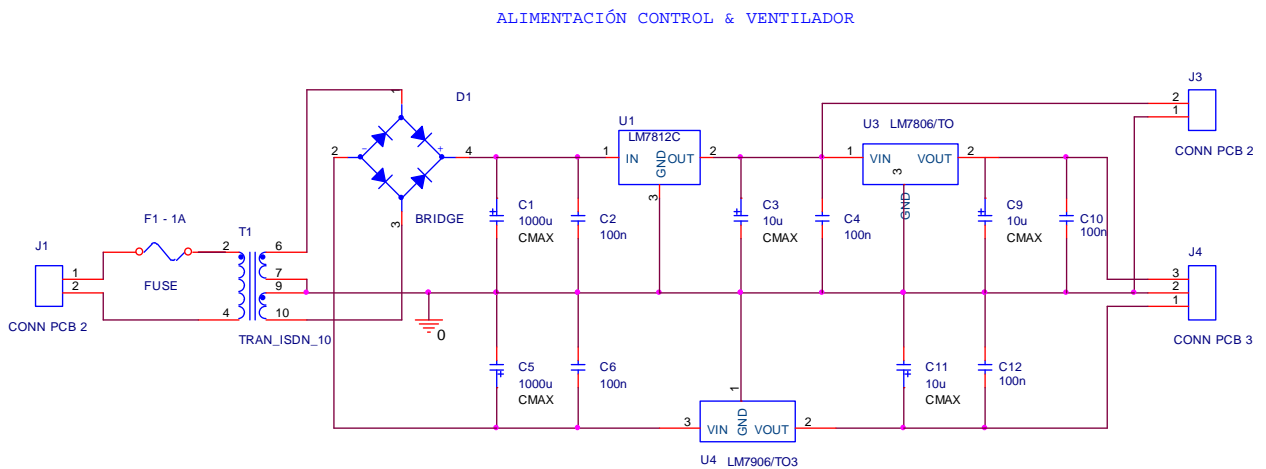


Figura B.4: Esquemático de la alimentación del control

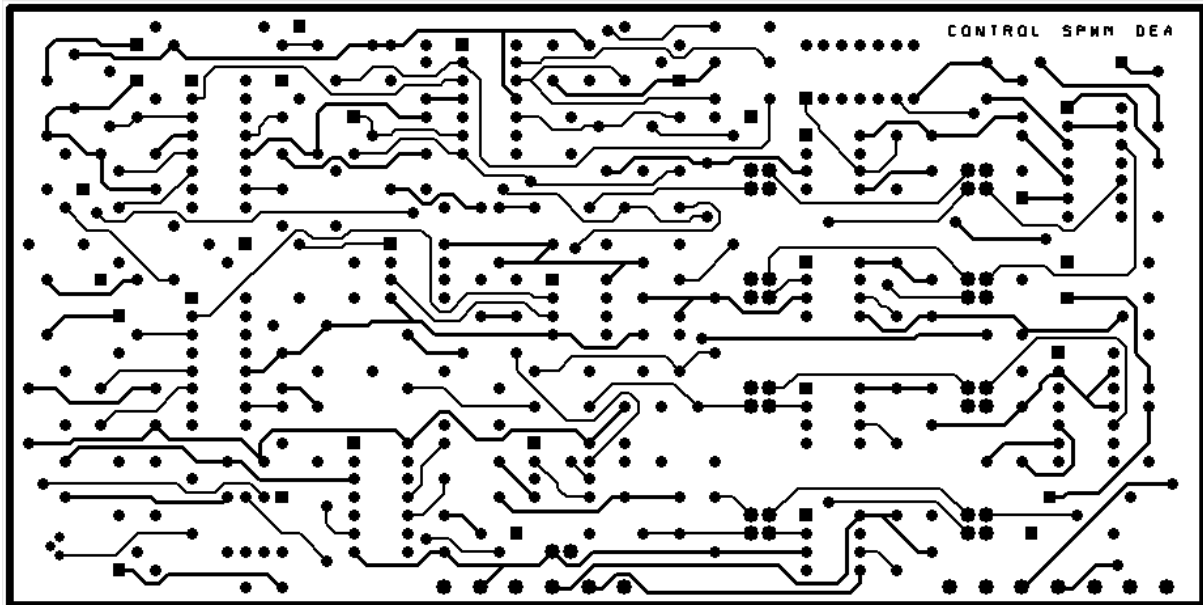


Figura B.5: Máscara Layout de la capa TOP del control Spwm

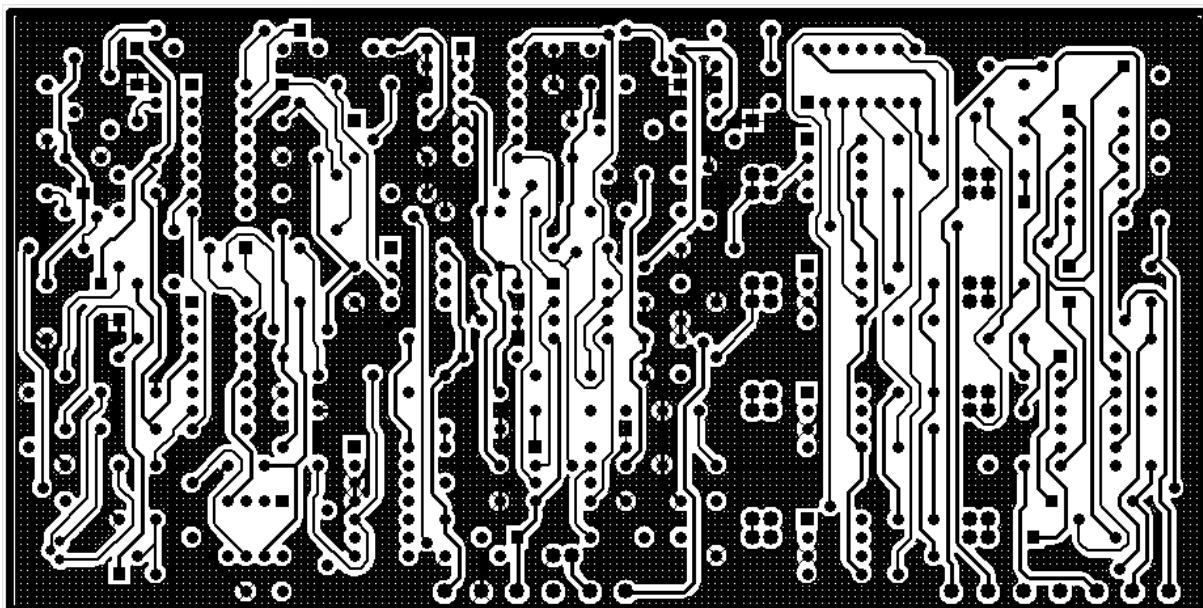


Figura B.6: Máscara Layout de la capa BOTTOM del control Spwm

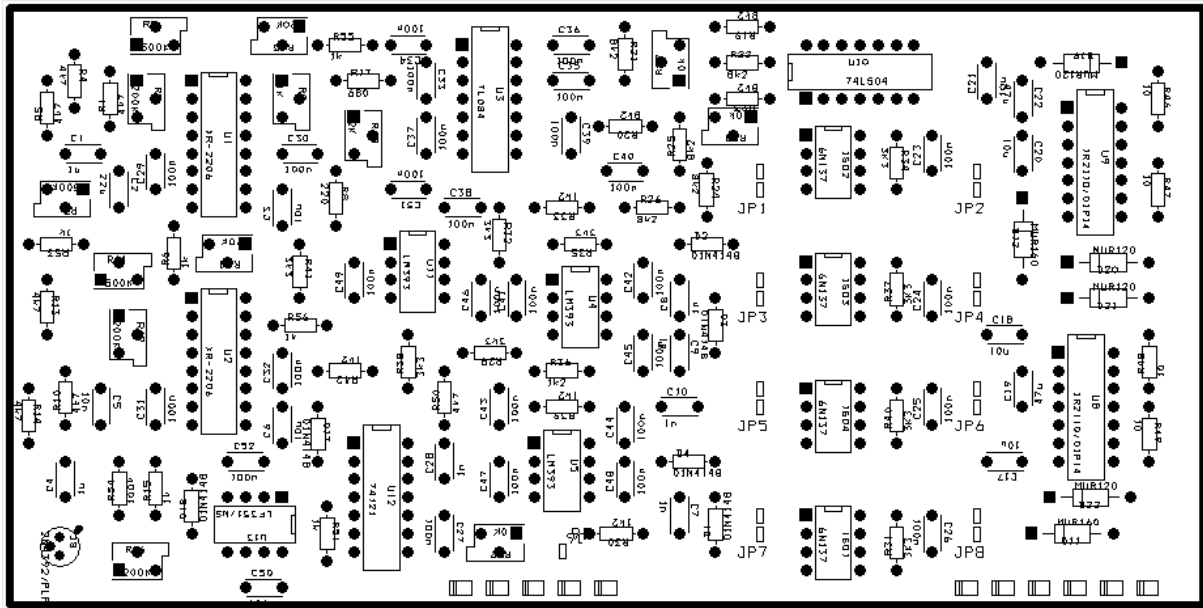


Figura B.7: Máscara de componentes del control Spwm

C. CÁLCULO DE TEMPERATURAS

En este anexo se incluyen los cálculos del modelo térmico y el cálculo de la resistencia térmica del disipador.

C.1. Cálculos del modelo térmico

El modelo térmico depende de la potencia disipada por los semiconductores, de los valores de las resistencias térmicas del semiconductor, de la superficie de contacto del semiconductor y del propio disipador.

La potencia disipada por el semiconductor se debe separar en dos, la disipada en conducción y la disipada por el diodo. La potencia disipada por el semiconductor se calcula a partir de las siguientes formulas:

$$P_{DIS(Conducción)} = P_{DIS(Conducción_Semiconductor)} + P_{DIS(Conmutación)} \quad (C.1)$$

$$P_{DIS(Conducción_Semiconductor)} = V_{DS} \cdot I_D \cdot (Duty_Cycle) \quad (C.2)$$

$$P_{DIS(Conmutación)} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \quad (C.3)$$

A partir de las ecuaciones (C.1), (C.2) y (C.3) se obtiene:

$$P_{DIS(Conducción)} = V_{DS} \cdot I_D \cdot (Duty_Cycle) + (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \quad (C.4)$$

Y la potencia disipada por el diodo se obtiene con la ecuación (C.5).

$$P_{DIS(Diodo)} = V_D \cdot I_D \quad (C.5)$$

El modelo térmico utilizado es el mostrado en la Figura C.1.

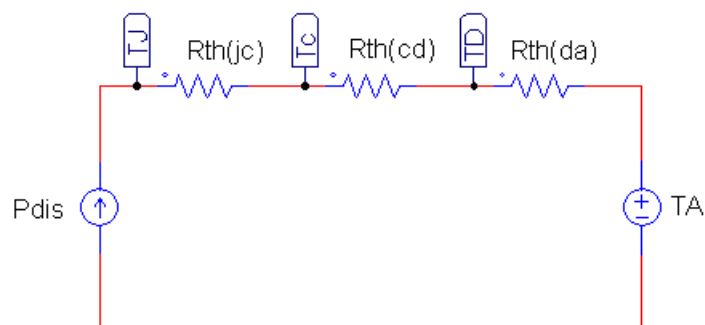


Figura C.1: Modelo térmico utilizado para los cálculos

Para realizar los cálculos se consideró que por los IGBTs circulará como máximo una corriente de 5A. Es importante considerar que el inversor no está diseñado para operar con 5A, ya que la salida regulada del bus DC está limitada en potencia. Pero los cálculos se realizaron con este

valor para garantizar que el inversor podría operar en el futuro sin problemas térmicos a esa corriente, para lo cual solo se requeriría un cambio en la potencia entregada por el convertidor DC/DC.

La variable desconocida en la Figura C.1 es $R_{th}(da)$, que se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$T_J = T_A + R_{th}(da) \cdot P_{DIS} + R_{th}(jc + cd) \cdot P_{DIS} \quad (C.6)$$

Con esta ecuación se obtiene el valor de la temperatura de unión del disipador, que debe ser menor que 125°C , para garantizar el buen funcionamiento de los IGBTs. A partir de la ecuación (C.6), se puede obtener el valor máximo de la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente, mediante la siguiente expresión:

$$R_{th}(da) \leq \frac{T_J - T_A - R_{th}(jc + cd) \cdot P_{DIS}}{P_{DIS}}$$

En la Tabla C.1 se muestra un resumen con todos los datos utilizados para los cálculos.

| Dato | Valor |
|------------------|---------|
| $V_{CE(ON)}$ | 1,95V |
| V_D | 1,4V |
| E_{ON} | 0,38mWs |
| E_{OFF} | 0,16mWs |
| R_{JC}^{IGBT} | 1,2°C/W |
| R_{JC}^{DIODE} | 2,5°C/W |
| R_{CD} | 0,5°C/W |
| I_C | 5A |
| T_A | 40°C |
| T_J | 125°C |
| f_s | 18kHz |
| Duty Cycle | 80% |

Tabla C.1: Datos para cálculos térmicos

Cuando el IGBT esta en conducción, se recurre a la ecuación (C.4), para calcular la potencia disipada.

$$P_{DIS(Conducción)} = 1.95V \cdot 5A \cdot 0.8 + (0.00038Ws + 0.00016Ws) \cdot 18kHz = 17.52W$$

Sustituyendo este valor en la ecuación (C.6), se obtiene el valor máximo de la resistencia térmica cuando el IGBT está en conducción.

$$R_{th}(da)_{conduccion} \leq \frac{125^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C} - (1.2^\circ\text{C}/\text{W} + 0.5^\circ\text{C}/\text{W}) \cdot 17.52W}{17.52W}$$

$$\Rightarrow R_{th}(da)_{conduccion} \leq 3.15^\circ\text{C}/\text{W}$$

Cuando el diodo esta en conducción, se recurre a la ecuación (C.5), para calcular la potencia disipada.

$$P_{DIS(Diodo)} = 1.4V \cdot 5A = 7W$$

Sustituyendo este valor en la ecuación (C.6), se obtiene el valor máximo de la resistencia térmica cuando el diodo está en conducción.

$$\Rightarrow Rth(da)_{diodo} \leq 9.14^\circ C / W$$

Los cálculos se realizaron suponiendo que por el diodo circula la misma corriente que por el IGBT, esta suposición hace que los cálculos sean bastante sobredimensionados, ya que esto supone la operación a un factor de potencia mayor.

C.2. Cálculo de la Resistencia Térmica del Disipador

Los disipadores comerciales vienen caracterizados por su resistencia térmica, por lo que este valor suele ser introducido en sus hojas de características. En otros casos, se dan los datos necesarios para calcular dicha resistencia, sobre sus dimensiones, material, y demás características.

La resistencia térmica del disipador se calcula con la siguiente fórmula:

$$Rth(da) = \frac{PerformanceFactor(PF)}{SurfaceArea(SA)} \quad (C.7)$$

El PF depende de la velocidad del aire por las aletas del disipador y del largo de este. El SA depende del número de aletas de éste (NF), de la altura de éstas (FH) y del ancho del disipador (W), que se relacionan en la ecuación (C.8).

$$SA = NF \cdot FH \cdot 2 + W \quad (C.8)$$

Sustituyendo en la expresión (C.7), se tiene para la resistencia térmica del disipador:

$$Rth(da) = \frac{PF}{NF \cdot FH \cdot 2 + W}$$

El resultado de esta ecuación se compara con el valor calculado previamente para las condiciones de conducción en el IGBT y en el diodo.

El disipador de calor utilizado será capaz de evacuar todo el calor que genera el IGBT en las peores condiciones de operación, si cumple las siguientes condiciones:

$$Rth(da) \leq Rth(da)_{conducción}$$

$$Rth(da) \leq Rth(da)_{diodo}$$

D. HOJAS DE CATÁLOGO

En las hojas de catálogo se pueden encontrar todas las características de los componentes utilizados en este proyecto, valores máximos y mínimos, corriente máxima y otras características.

A continuación se detallan los componentes utilizados en cada una de las placas del diseño, para seguidamente exponer la primera hoja de las hojas de catálogo.

PLACA DEL CONVERTIDOR AC/DC

Puente Rectificador – B250C3300

MOSFET – W9NK90Z

Controlador – FAN7554

Ferrita – ETD49 0.5mm

Resistencia de muestreo – 0.25 Ω

Diodo rápido – STTH8L06D

Diodo regulador – TL431A

Optoacoplador – ISP817

PLACA DEL PUENTE INVERSOR DC/AC

IGBT – IRG4BC30UD

Diodo rápido – UF4007

Diodo Zener – 15V

Inductor choque – 2.2mH

PLACA DE CONTROL SPWM

Generador de ondas – XR2206

Operacional – TL084

Operacional – LF351

Monoestable – 74121

Transistor – 2N4392

Comparador – LM393

Optoacoplador – 6N139

Inversor – 74LS04

Driver medio puente – IRS2181

PLACA DE ALIMENTACIÓN DEL CONTROL

Transformador – 2x15V

Puente Rectificador – B40C1000

Regulador lineal – 78XX

Regulador lineal – 79XX

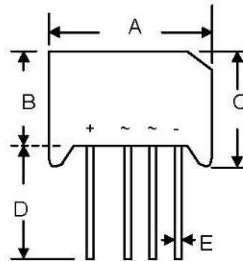


B40C5000/3300 – B380C5000/3300

5.0A BRIDGE RECTIFIER

Features

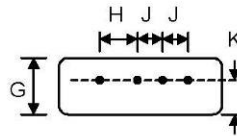
- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability
- Ideal for Printed Circuit Boards



| RS-5 | | |
|----------------------|--------|--------|
| Dim | Min | Max |
| A | 39.40 | 40.10 |
| B | 20.20 | 21.00 |
| C | 21.00 | 21.70 |
| D | 25.40 | — |
| E | 0.97 Ø | 1.07 Ø |
| G | 6.20 | 6.70 |
| H | 9.80 | 10.20 |
| J | 7.20 | 7.60 |
| K | 4.60 | 5.00 |
| All Dimensions in mm | | |

Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: As Marked on Body
- Weight: 25.3 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number



Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

| Characteristic | Symbol | B40C5000/3300 | B80C5000/3300 | B125C5000/3300 | B250C5000/3300 | B380C5000/3300 | Unit | |
|--|----------------|---------------|---------------|----------------|----------------|----------------|------|----------------------|
| Peak Repetitive Reverse Voltage | V_{RRM} | | | | | | V | |
| Working Peak Reverse Voltage | V_{RWM} | 100 | 200 | 300 | 600 | 900 | | |
| DC Blocking Voltage | V_R | | | | | | | |
| Recommend Input Voltage | V_{RMS} | 40 | 80 | 125 | 250 | 380 | V | |
| Average Rectified Output Current @ $T_A = 45^\circ\text{C}$ (Note 1) | I_O | 5.0 | | | | | | A |
| Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method) | I_{FSM} | 250 | | | | | | A |
| Repetitive Peak Forward Surge Current | I_{FRM} | 30 | | | | | | A |
| Forward Voltage (per element) @ $I_F = 5.0\text{A}$ | V_{FM} | 1.1 | | | | | | V |
| Peak Reverse Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ At Rated DC Blocking Voltage @ $T_C = 150^\circ\text{C}$ | I_R | 10 6.0 | | | | | | μA mA |
| Rating for Fusing ($t < 8.3\text{ms}$) (Note 2) | I^2t | 312 | | | | | | A^2s |
| Operating and Storage Temperature Range | T_j, T_{STG} | -55 to +150 | | | | | | $^\circ\text{C}$ |

*Glass Passivated forms are available upon request.

Note: 1. Measured at 200cm² chassis, C-load, $T_A = 45^\circ\text{C}$.
2. Non-repetitive for $t > 1\text{ms}$ and $< 8.3\text{ms}$.



STB9NK90Z - STF9NK90Z STP9NK90Z - STW9NK90Z

N-CHANNEL 900V - 1.1Ω - 8A - TO-220/FP-D²PAK-TO-247
Zener-Protected SuperMESH™ MOSFET

General features

| Type | V _{DSS} | R _{DS(on)} | I _D | P _w |
|-----------|------------------|---------------------|----------------|----------------|
| STB9NK90Z | 900 V | <1.3 Ω | 8 A | 160 W |
| STW9NK90Z | 900 V | <1.3 Ω | 8 A | 160 W |
| STP9NK90Z | 900 V | <1.3 Ω | 8 A | 160 W |
| STF9NK90Z | 900 V | <1.3 Ω | 8 A | 40 W |

- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- GATE CHARGE MINIMIZED

Description

The SuperMESH™ series is obtained through an extreme optimization of ST's well established strip-based PowerMESH™ layout. In addition to pushing on-resistance significantly down, special care is taken to ensure a very good dv/dt capability for the most demanding applications.

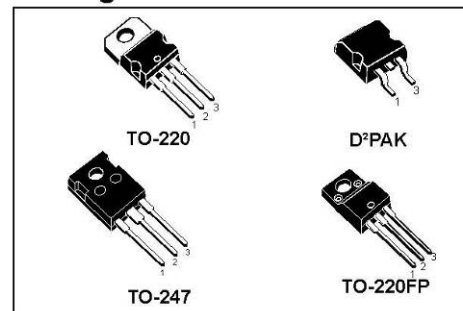
Applications

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING, UPS AND MOTOR DRIVE

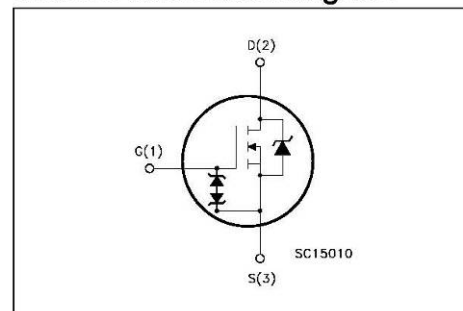
Order codes

| Sales Type | Marking | Package | Packaging |
|------------|---------|--------------------|-------------|
| STB9NK90Z | B9NK90Z | D ² PAK | TAPE & REEL |
| STF9NK90Z | F9NK90Z | TO-220FP | TUBE |
| STP9NK90Z | P9NK90Z | TO-220 | TUBE |
| STW9NK90Z | W9NK90Z | TO-247 | TUBE |

Package



Internal schematic diagram



www.fairchildsemi.com

FAN7554

Versatile PWM Controller

Features

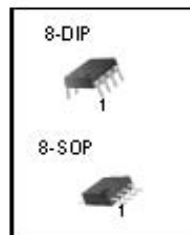
- Current mode control
- Pulse by pulse current limiting
- Low external components
- Under voltage lockout(UVLO): 9W/15V
- Stand-by current: typ. 100uA
- Power saving mode current: typ. 200uA
- Operating current: typ. 7m A
- Soft start
- On/off control
- Over load protection(OLP)
- Over voltage protection(OVP)
- Over current protection(OCP)
- Over current limit(OCL)
- Operating frequency up to 500kHz
- 1A totem-pole output current

Applications

- Off-Line & DC-DC converter

Description

The FAN7554 is a fixed frequency current mode PWM controller. It is specially designed for off-line and DC to DC converter applications with minimal external components. These integrated circuits feature a trimmed oscillator for precise duty cycle control, a temperature compensated reference, an ON/OFF control, a high gain error amplifier, a current sensing comparator, and a high current totem-pole output. The FAN7554 has various protection functions such as an over load protection, an over current protection, and the over voltage protection, which include built-in auto restart circuit. The FAN7554 is available in the 8-DIP package as well as the 8-SOP package.



Rev. 1.0.3

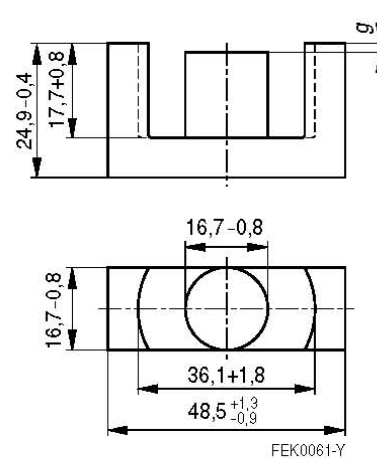
©2003 Fairchild Semiconductor Corporation


ETD 49/25/16
Core
B66367

- To IEC 61185
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\begin{aligned} \Sigma l/A &= 0.54 \text{ mm}^{-1} \\ l_e &= 114 \text{ mm} \\ A_e &= 211 \text{ mm}^2 \\ A_{\text{min}} &= 209 \text{ mm}^2 \\ V_e &= 24100 \text{ mm}^3 \end{aligned}$$

Approx. weight 124 g/set

Ungapped

| Material | A_L value nH | μ_e | P_V W/set | Ordering code |
|----------|-------------------|---------|-----------------------------------|-----------------|
| N27 | 3700 +30/-20% | 1590 | < 4.59 (200 mT, 25 kHz, 100 °C) | B66367G0000X127 |
| N87 | 3800 +30/-20% | 1630 | < 12.40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C) | B66367G0000X187 |
| N97 | 3900 +30/-20% | 1680 | < 10.60 (200 mT, 100 kHz, 100 °C) | B66367G0000X197 |

Gapped

| Material | g mm | A_L value approx. nH | μ_e | Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87) |
|----------|-------------|------------------------------|---------|--|
| N27, | 0.20 ± 0.02 | 1035 | 444 | B66367G0200X1** |
| N87 | 0.50 ± 0.05 | 525 | 225 | B66367G0500X1** |
| | 1.00 ± 0.05 | 314 | 135 | B66367G1000X1** |
| | 2.00 ± 0.05 | 188 | 81 | B66367G2000X1** |

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

Please read *Cautions and warnings* and *important notes* at the end of this document.

2 09/06

MHP 50



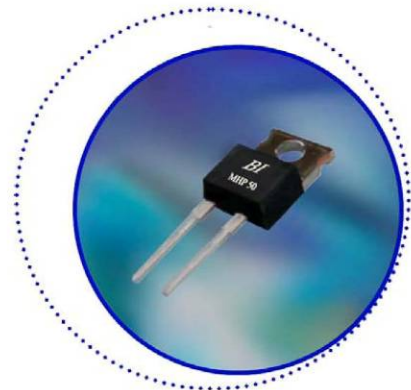
50W TO-220 HIGH POWER RESISTORS

Features

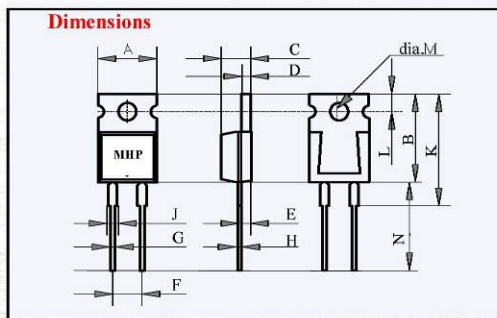
- Non-inductive, thin film technology.
- Thermally enhanced Industry standard TO220 package.
- RoHS compliant.
- Low thermal resistance, 2.3 °C/W resistor hot spot to metal tab.
- Complete thermal flow design available for easy implementation.
- Superior vibration durability.
- Small thin package for high density PCB installation.

Applications

- High frequency circuits and wide band / linear amplifiers.
- Switch mode and industrial RF power sources.
- AC motor control, electronic load and drive circuits.
- Automotive.
- Industrial PC modules (IPM) and measurement systems.



Specification



| A | B | C | D | E | F | G | H | J | K | L | M | N |
|------|------|-----|-----|-----|------|------|-----|-----|------|-----|-----|------|
| 10.6 | 15.0 | 4.5 | 1.5 | 2.7 | 5.08 | 0.75 | 0.5 | 1.5 | 19.0 | 2.7 | 3.6 | 15.0 |

Specification

| Item | Specifications | | | Test Conditions |
|------------------------------|----------------------------------|---------------------|------------|---|
| Power Rating | 50 Watt | | | -55 to 25 °C flange temperature |
| Power Rating | 2.25 Watt | | | Free air @ 25°C |
| Thermal Resistance | 2.3 °C/W | | | Hot spot to Tab |
| Resistance Range | 0.01-0.09 Ω | 0.1-9.1 Ω | 10-220 Ω | Up to 51 KΩ also available |
| Nominal Resistance Series | E6 | E12 | E24 | 2.5 Ω and 5.0 Ω also available |
| TCR | 250 ppm/°C | 100 ppm/°C | 50 ppm/°C | -55 to +155 °C |
| Tolerance | +/- 5% (J) | +/- 1% (F) & 5% (J) | +/- 1% (F) | |
| Operation Temp. Range | -55°C to +155°C | | | |
| Max. Operating Voltage. | 500V or $\sqrt{P \cdot R}$ | | | |
| Dielectric Withstand Voltage | 2000 Volts DC | | | 60 seconds. |
| Load Life | ΔR +/- (1.0 % + 0.05 Ω) | | | 25°C, 90 min ON, 30 min OFF, 1000 hours. |
| Humidity | ΔR +/- (1.0 % + 0.05 Ω) | | | 40°C, 90-95%RH, DC 0.1W, 1000 hours |
| Temp. Cycle | ΔR +/- (0.25 % + 0.05 Ω) | | | -55 °C, 30 min., +155 °C, 30 min., 5 cycles |
| Soldering Heat (Max) | ΔR +/- (0.1 % + 0.05 Ω) | | | 250 +/- 5 °C, 3 seconds. |
| Solderability | Over 95% of surface | | | 230 +/- 5 °C, 3 seconds. |
| Insulation Resistance | Over 1,000 MΩ | | | Between terminals and tab. |
| Vibration | ΔR +/- (0.25 % + 0.05 Ω) | | | |

Note: For resistances from 220 to 51k Ω the power rating shall be restricted to 30W.

MHP 50



STTH8L06D/FP

TURBO 2 ULTRAFast HIGH VOLTAGE RECTIFIER

MAIN PRODUCT CHARACTERISTICS

| | |
|----------------|-------------|
| $I_{F(AV)}$ | 8 A |
| V_{RRM} | 600 V |
| $I_R (max)$ | 200 μ A |
| $T_j (max)$ | 175 °C |
| $V_F (max)$ | 1.05 V |
| $t_{rr} (max)$ | 105 ns |

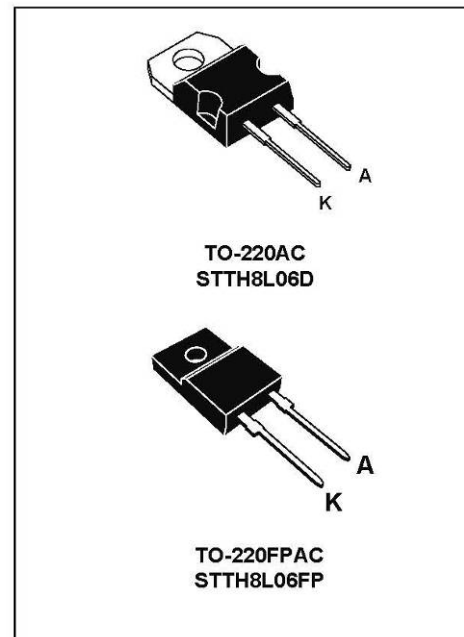
FEATURES AND BENEFITS

- Ultrafast switching
- Low reverse recovery current
- Reduces switching & conduction losses
- Low thermal resistance

DESCRIPTION

The STTH8L06FP, which is using ST Turbo2 600V technology, is specially suited as boost diode in discontinuous or critical mode power factor corrections.

The device, available in TO-220AC and TO-220FPAC, is also intended for use as a free wheeling diode in power supplies and other power switching applications.



ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

| Symbol | Parameter | | Value | Unit | |
|--------------|--|--------------------------|--|------|---|
| V_{RRM} | Repetitive peak reverse voltage | | 600 | V | |
| $I_{F(RMS)}$ | RMS forward current | | 30 | A | |
| $I_{F(AV)}$ | Average forward current | TO-220AC | $T_c = 150^\circ\text{C}$ $\delta = 0.5$ | 8 | A |
| | | TO-220FPAC | $T_c = 100^\circ\text{C}$ $\delta = 0.5$ | | |
| I_{FSM} | Surge non repetitive forward current | $t_p = 10$ ms Sinusoidal | 120 | A | |
| T_{stg} | Storage temperature range | | - 65 + 175 | °C | |
| T_j | Maximum operating junction temperature | | + 175 | °C | |

www.fairchildsemi.com

TL431/TL431A

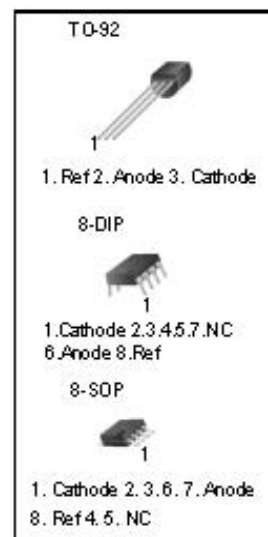
Programmable Shunt Regulator

Features

- Programmable Output Voltage to 36 Volts
- Low Dynamic Output Impedance 0.20 Typical
- Sink Current Capability of 1.0 to 100mA
- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient of 50ppm/°C Typical
- Temperature Compensated For Operation Over Full Rated Operating Temperature Range
- Low Output Noise Voltage
- Fast Turn-on Response

Description

The TL431/TL431A are three-terminal adjustable regulator series with a guaranteed thermal stability over applicable temperature ranges. The output voltage may be set to any value between VREF (approximately 2.5 volts) and 36 volts with two external resistors. These devices have a typical dynamic output impedance of 0.2W. Active output circuitry provides a very sharp turn-on characteristic, making these devices excellent replacement for zener diodes in many applications.



Rev. 1.0.3

©2003 Fairchild Semiconductor Corporation

ISP817X, ISP827X, ISP847X
ISP817, ISP827, ISP847



**HIGH DENSITY MOUNTING
PHOTOTRANSISTOR
OPTICALLY COUPLED ISOLATORS**

APPROVALS

- UL recognised, File No. E91231

'X' SPECIFICATION APPROVALS

- VDE 0884 in 3 available lead form : -
- STD
- G form
- SMD approved to CECC 00802
- Certified to EN60950 by the following Test Bodies :-
Nemko - Certificate No. P96102022
Fimko - Registration No. 192313-01..25
Semko - Reference No. 9639052 01
Demko - Reference No. 305969

DESCRIPTION

The ISP817, ISP827, ISP847 series of optically coupled isolators consist of infrared light emitting diodes and NPN silicon photo transistors in space efficient dual in line plastic packages.

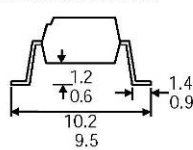
FEATURES

- Options :-
10mm lead spread - add G after part no.
Surface mount - add SM after part no.
Tape&reel - add SMT&R after part no.
- High Current Transfer Ratio (50% min)
- High Isolation Voltage (5.3kV_{RMS}, 7.5kV_{PK})
- High BV_{CEO} (35Vmin)
- All electrical parameters 100% tested
- Custom electrical selections available

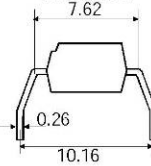
APPLICATIONS

- Computer terminals
- Industrial systems controllers
- Measuring instruments
- Signal transmission between systems of different potentials and impedances

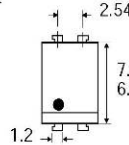
**OPTION SM
SURFACE MOUNT**



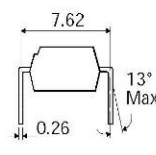
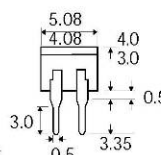
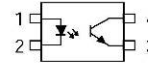
OPTION G



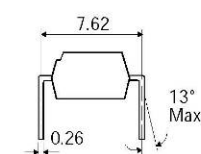
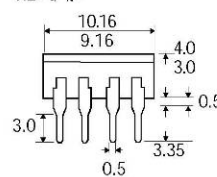
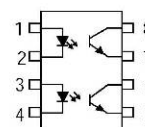
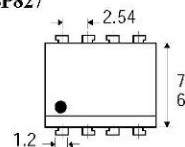
**ISP817X
ISP817**



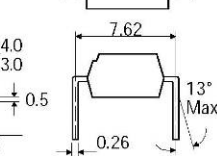
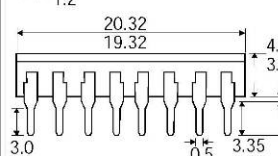
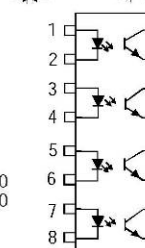
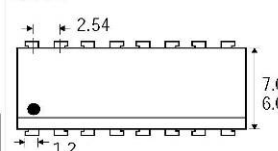
Dimensions in mm



**ISP827X
ISP827**



**ISP847X
ISP847**



ISOCOM COMPONENTS LTD
Unit 25B, Park View Road West,
Park View Industrial Estate, Brenda Road
Hartlepool, TS25 1YD England Tel: (01429)863609
Fax : (01429) 863581 e-mail sales@isocom.co.uk
http://www.isocom.com

ISOCOM INC
1024 S. Greenville Ave, Suite 240,
Allen, TX 75002 USA
Tel: (214)495-0755 Fax: (214)495-0901
e-mail info@isocom.com
http://www.isocom.com

PD 91453B

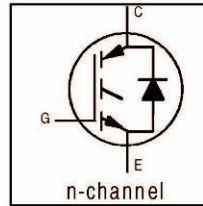
International
IR Rectifier

IRG4BC30UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE UltraFast CoPack IGBT

Features

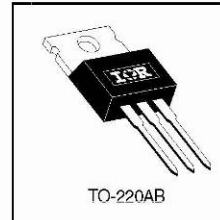
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-220AB package



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(on)} \text{ typ.} = 1.95V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 12A$

Benefits

- Generation -4 IGBT's offer highest efficiencies available
- IGBTs optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBTs . Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBTs



Absolute Maximum Ratings

| | Parameter | Max. | Units |
|---------------------------|------------------------------------|-----------------------------------|-------|
| V_{CES} | Collector-to-Emitter Voltage | 600 | V |
| $I_C @ T_C = 25^\circ C$ | Continuous Collector Current | 23 | A |
| $I_C @ T_C = 100^\circ C$ | Continuous Collector Current | 12 | |
| I_{CM} | Pulsed Collector Current ① | 92 | |
| I_{LM} | Clamped Inductive Load Current ② | 92 | |
| $I_F @ T_C = 100^\circ C$ | Diode Continuous Forward Current | 12 | |
| I_{FM} | Diode Maximum Forward Current | 92 | |
| V_{GE} | Gate-to-Emitter Voltage | ± 20 | V |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 100 | W |
| $P_D @ T_C = 100^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 42 | |
| T_J | Operating Junction and | -55 to +150 | °C |
| T_{STG} | Storage Temperature Range | | |
| | Soldering Temperature, for 10 sec. | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case) | |
| | Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw. | 10 lbf•in (1.1 N•m) | |

Thermal Resistance

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|---|-------|----------|-------|--------|
| $R_{\theta JC}$ | Junction-to-Case - IGBT | ----- | ----- | 1.2 | °C/W |
| $R_{\theta Jc}$ | Junction-to-Case - Diode | ----- | ----- | 2.5 | |
| $R_{\theta CS}$ | Case-to-Sink, flat, greased surface | ----- | 0.50 | ----- | |
| $R_{\theta JA}$ | Junction-to-Ambient, typical socket mount | ----- | ----- | 80 | |
| Wt | Weight | ----- | 2 (0.07) | ----- | g (oz) |

www.irf.com

1

4/17/00



UF4001 - UF4007 Fast Rectifiers

- Low forward voltage drop
- High surge current capability
- High reliability
- High current capability



DO-41 (Plastic)
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings* T_s = 25°C unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | | | | | | | Units |
|--------------------|---|-------------|------|------|------|------|------|------|-------|
| | | 4001 | 4002 | 4003 | 4004 | 4005 | 4006 | 4007 | |
| V _{RRM} | Maximum Repetitive Reverse Voltage | 50 | 100 | 200 | 400 | 600 | 800 | 1000 | V |
| I _{F(AV)} | Average Rectified Forward Current, .375" lead length @ T _A = 75°C | 1.0 | | | | | | | A |
| I _{FSM} | Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half-Sine-Wave | 30 | | | | | | | A |
| T _{STG} | Storage Temperature Range | -65 to +150 | | | | | | | °C |
| T _J | Operating Junction Temperature | -65 to +150 | | | | | | | °C |

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|------------------|---|-------|-------|
| P _D | Power Dissipation | 2.08 | W |
| R _{θJA} | Thermal Resistance, Junction to Ambient | 60 | °C/W |
| R _{θJL} | Thermal Resistance, Junction to Lead | 30 | °C/W |

Electrical Characteristics T_s = 25°C unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | | | | | | | Units |
|-----------------|--|-------|------|------|------|------|------|------|-------|
| | | 4001 | 4002 | 4003 | 4004 | 4005 | 4006 | 4007 | |
| V _F | Forward Voltage @ 1.0A | 1.0 | | | 1.7 | | | | V |
| t _{rr} | Reverse Recovery Time I _F = 0.5A, I _R = 1.0A, I _{RR} = 0.25A | 50 | | | 75 | | | | ns |
| I _R | Reverse Current @ Rated V _R T _A = 25°C | 10 | | | | | | | μA |
| | T _A = 100°C | 50 | | | | | | | μA |
| C _T | Total Capacitance V _R = 4.0V, f = 1.0MHz | 17 | | | | | | | pF |



June 2007

1N4728A - 1N4758A Zener Diodes

Tolerance = 5%



DO-41 Glass case
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings * $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|----------------|---|-------------|-------|
| P_D | Power Dissipation @ $T_L \leq 50^\circ\text{C}$, Lead Length = 3/8" | 1.0 | W |
| | Derate above 50°C | 6.67 | mW/°C |
| T_J, T_{STG} | Operating and Storage Temperature Range | -65 to +200 | °C |

* These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

Electrical Characteristics $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Device | V_Z (V) @ I_Z (Note 1) | | | Test Current I_Z (mA) | Max. Zener Impedance | | | Leakage Current | |
|---------|----------------------------|------|-------|----------------------------|-------------------------------|-------------------------------------|------------------|----------------------------|--------------|
| | Min. | Typ. | Max. | | Z_Z @ I_Z (Ω) | Z_{ZK} @ I_{ZK} (Ω) | I_{ZK} (mA) | I_R (μA) | V_R (V) |
| 1N4728A | 3.315 | 3.3 | 3.465 | 76 | 10 | 400 | 1 | 100 | 1 |
| 1N4729A | 3.42 | 3.6 | 3.78 | 69 | 10 | 400 | 1 | 100 | 1 |
| 1N4730A | 3.705 | 3.9 | 4.095 | 64 | 9 | 400 | 1 | 50 | 1 |
| 1N4731A | 4.085 | 4.3 | 4.515 | 58 | 9 | 400 | 1 | 10 | 1 |
| 1N4732A | 4.465 | 4.7 | 4.935 | 53 | 8 | 500 | 1 | 10 | 1 |
| 1N4733A | 4.845 | 5.1 | 5.355 | 49 | 7 | 550 | 1 | 10 | 1 |
| 1N4734A | 5.32 | 5.6 | 5.88 | 45 | 5 | 600 | 1 | 10 | 2 |
| 1N4735A | 5.89 | 6.2 | 6.51 | 41 | 2 | 700 | 1 | 10 | 3 |
| 1N4736A | 6.46 | 6.8 | 7.14 | 37 | 3.5 | 700 | 1 | 10 | 4 |
| 1N4737A | 7.125 | 7.5 | 7.875 | 34 | 4 | 700 | 0.5 | 10 | 5 |
| 1N4738A | 7.79 | 8.2 | 8.61 | 31 | 4.5 | 700 | 0.5 | 10 | 6 |
| 1N4739A | 8.645 | 9.1 | 9.555 | 28 | 5 | 700 | 0.5 | 10 | 7 |
| 1N4740A | 9.5 | 10 | 10.5 | 25 | 7 | 700 | 0.25 | 10 | 7.6 |
| 1N4741A | 10.45 | 11 | 11.55 | 23 | 8 | 700 | 0.25 | 5 | 8.4 |
| 1N4742A | 11.4 | 12 | 12.6 | 21 | 9 | 700 | 0.25 | 5 | 9.1 |

| | | | |
|--|--|-----|--|
| | Selbs de Mode Différentiel pour C.I. Differential Mode Chokes - PCB Mounted | SMV | |
|--|--|-----|--|

Caractéristiques / Characteristics

La série SMV couvre la gamme de courant 0,5 A (2,1 mH) jusqu'à 8 A (0,085 mH) et a un accroissement de température maximum de 30°C à pleine charge.
 La série SMV peut être utilisée pour des applications alternatives et continues.

*The SMV series is available from 0,5 A (2,1 mH) up to 8 A (0,085 mH) and has a maximum temperature rise of 30°C at full load.
 They can be used for all AC and DC applications up to line voltage and frequency.*

| | |
|---|-------------------|
| • Tension nominale / Rated voltage..... | 250 Vac |
| • Fréquence de ligne Line Frequency..... | DC à /to 440 Hz |
| • Plage des températures Temperature range..... | -25°C à/to +100°C |
| • Température ambiante au courant nominal Ambient temperature @ rated current..... | 45 °C |

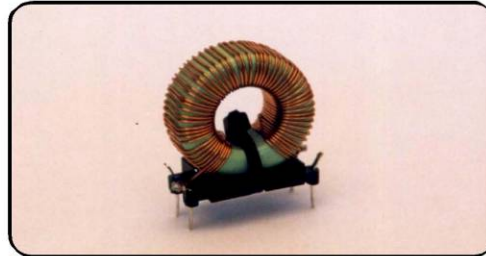
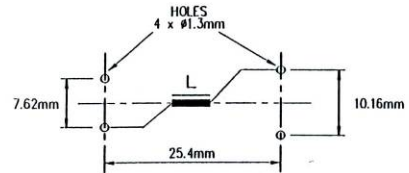


Schéma / Circuit diagram



| Courant nominal Nominal current | Inductance (mH) | Resistance (mΩ) | Type |
|------------------------------------|--------------------|--------------------|-------|
| 0.5 A | 2.15 | 3850 | SMV05 |
| 1 A | 1.17 | 1470 | SMV10 |
| 2 A | 0.50 | 370 | SMV20 |
| 3 A | 0.26 | 140 | SMV30 |
| 4 A | 0.21 | 100 | SMV40 |
| 6 A | 0.12 | 40 | SMV60 |
| 8 A | 0.085 | 25 | SMV80 |

| | |
|--------------------------|--|
| <p>Dimensions</p> | <p>Détails des connexions : Pin Details</p> |
|--------------------------|--|

DELTRON EMC – 11, Rue des Herbiers – 25190 NOIREFONTAINE
 Tél. : 03 81 99 39 30 – Fax. : 03 81 99 39 31



04/04/01



XR-2206

Monolithic
Function Generator

February 2008-8

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

| Part No. | Package | Operating Temperature Range |
|-----------|----------------------------|-----------------------------|
| XR-2206P | 16 Lead 300 Mil PDIP | -40°C to +85°C |
| XR-2206CP | 16 Lead 300 Mil PDIP | 0°C to +70°C |
| XR-2206D | 16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC | 0°C to +70°C |

Rev. 1.04
©2008

EXAR Corporation, 48720 Kato Road, Fremont, CA 94538 ♦ (510) 668-7000 ♦ (510) 668-7017

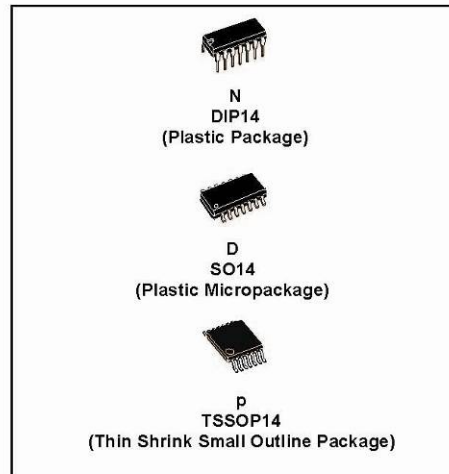




TL084 TL084A - TL084B

GENERAL PURPOSE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)



DESCRIPTION

The TL084, TL084A and TL084B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

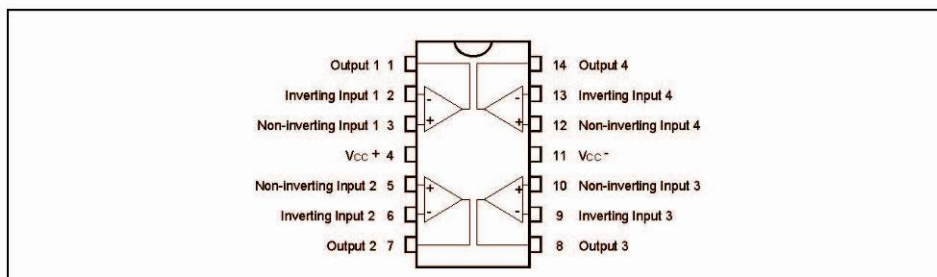
ORDER CODE

| Part Number | Temperature Range | Package | | |
|--------------|-------------------|---------|---|---|
| | | N | D | P |
| TL084M/AM/BM | -55°C, +125°C | • | • | • |
| TL084I/AI/BI | -40°C, +105°C | • | • | • |
| TL084C/AC/BC | 0°C, +70°C | • | • | • |

Example : TL084CN, TL084CD

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

PIN CONNECTIONS (top view)



March 2001

1/12

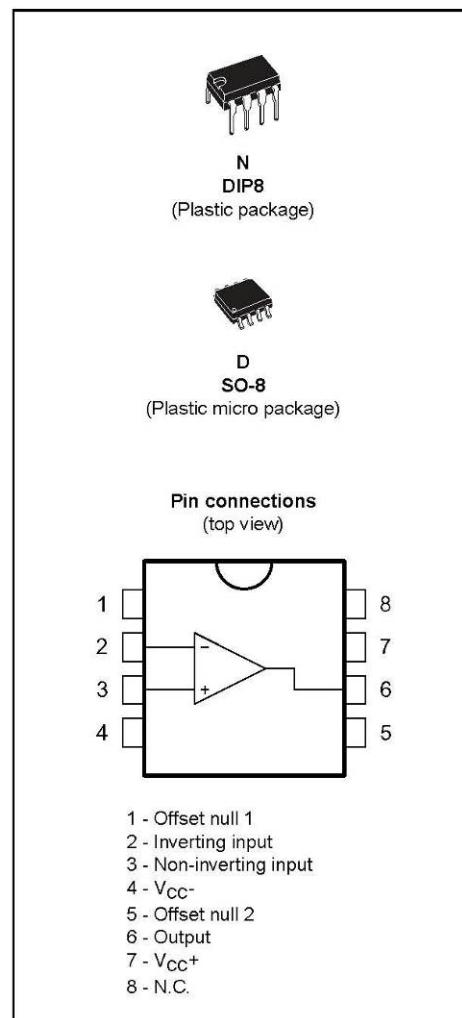
**LF351****Wide bandwidth single JFET operational amplifiers****Features**

- Internally adjustable input offset voltage
- Low power consumption
- Wide common-mode (up to V_{CC}^+) and differential voltage range
- Low input bias and offset current
- Output short-circuit protection
- High input impedance JFET input stage
- Internal frequency compensation
- Latch up free operation
- High slew rate 16 V/ μ s (typical)

Description

These circuits are high speed JFET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.



SDLS042

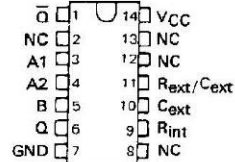
SN54121, SN74121
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS

MAY 1983 — REVISED MARCH 1988

- Programmable Output Pulse Width
 With $R_{int} \dots 35 \text{ ns Typ}$
 With $R_{ext}/C_{ext} \dots 40 \text{ ns to 28 Seconds}$
- Internal Compensation for Virtual Temperature Independence
- Jitter-Free Operation up to 90% Duty Cycle
- Inhibit Capability

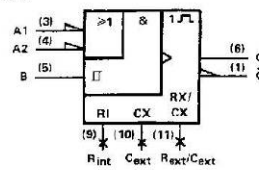
SN54121 . . . J OR W PACKAGE
 SN74121 . . . N PACKAGE

(TOP VIEW)



NC - No internal connection.

logic symbol[‡]



[‡]This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

| FUNCTION TABLE | | | OUTPUTS | |
|----------------|----|---|----------------|----------------|
| INPUTS | | | Q | \bar{Q} |
| A1 | A2 | B | | |
| L | X | H | L | H |
| X | L | H | L [†] | H [†] |
| X | X | L | L [†] | H [†] |
| H | H | X | L [†] | H [†] |
| H | ↓ | H | | |
| ↓ | H | H | | |
| ↓ | ↓ | H | | |
| L | X | ↑ | | |
| X | L | ↑ | | |

For explanation of function table symbols, see page

[†] These lines of the function table assume that the indicated steady-state conditions at the A and B inputs have been setup long enough to complete any pulse started before the setup.

description

These multivibrators feature dual negative-transition-triggered inputs and a single positive-transition-triggered input which can be used as an inhibit input. Complementary output pulses are provided.

Pulse triggering occurs at a particular voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt-trigger input circuitry (TTL hysteresis) for the B input allows jitter-free triggering from inputs with transition rates as slow as 1 volt/second, providing the circuit with an excellent noise immunity of typically 1.2 volts. A high immunity to V_{CC} noise of typically 1.5 volts is also provided by internal latching circuitry.

Once fired, the outputs are independent of further transitions of the inputs and are a function only of the timing components. Input pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse length may be varied from 40 nanoseconds to 28 seconds by choosing appropriate timing components. With no external timing components (i.e., R_{int} connected to V_{CC} , C_{ext} and R_{ext}/C_{ext} open), an output pulse of typically 30 or 35 nanoseconds is achieved which may be used as a d-c triggered reset signal. Output rise and fall times are TTL compatible and independent of pulse length.

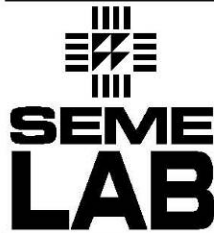
Pulse width stability is achieved through internal compensation and is virtually independent of V_{CC} and temperature. In most applications, pulse stability will only be limited by the accuracy of external timing components.

Jitter-free operation is maintained over the full temperature and V_{CC} ranges for more than six decades of timing capacitance (10 pF to 10 μ F) and more than one decade of timing resistance (2 k Ω to 30 k Ω for the SN54121 and 2 k Ω to 40 k Ω for the SN74121). Throughout these ranges, pulse width is defined by the relationship $t_w(\text{out}) = C_{ext}R_T \ln 2 = 0.7 C_{ext}R_T$. In circuits where pulse cutoff is not critical, timing capacitance up to 1000 μ F and timing resistance as low as 1.4 k Ω may be used. Also, the range of jitter-free output pulse widths is extended if V_{CC} is held to 5 volts and free-air temperature is 25°C. Duty cycles as high as 90% are achieved when using maximum recommended R_T . Higher duty cycles are available if a certain amount of pulse-width jitter is allowed.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



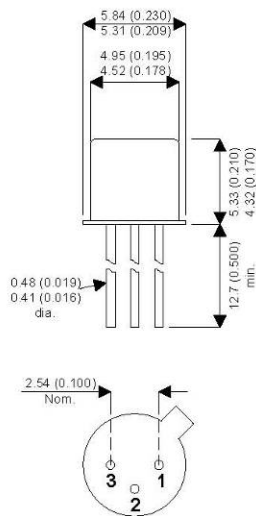
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265



2N4392

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm (inches)



TO-18 METAL PACKAGE

Underside View

PIN 1 – Source PIN 2 – Drain PIN 3 – Gate

(Gate is connected to case)

**JFET SWITCHING
N CHANNEL- DEPLETION**

FEATURES

- LOW ON RESISTANCE
- FAST SWITCHING
- MILITARY OPTIONS AVAILABLE

APPLICATIONS:

- SWITCHING APPLICATIONS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise stated)

| | | |
|-----------|--|--------------------------|
| V_{DS} | Drain–Source Voltage | 40V |
| V_{DG} | Drain–Gate Voltage | 40V |
| V_{GS} | Gate–Source Voltage | 40V |
| I_{GF} | Forward Gate Current | 50mA |
| P_D | Total Device Dissipation @ $T_C = 25^{\circ}C$ | 1.8W |
| | Derate above $25^{\circ}C$ | 10mW/ $^{\circ}C$ |
| T_J | Operating Junction Temperature Range | -65 to $+175^{\circ}C$ |
| T_{STG} | Storage Temperature Range | -65 to $+175^{\circ}C$ |

Semelab Plc reserves the right to change test conditions, parameter limits and package dimensions without notice. Information furnished by Semelab is believed to be both accurate and reliable at the time of going to press. However Semelab assumes no responsibility for any errors or omissions discovered in its use. Semelab encourages customers to verify that datasheets are current before placing orders.

Semelab plc. Telephone +44(0)1455 556565. Fax +44(0)1455 552612.
E-mail: sales@semelab.co.uk Website: <http://www.semelab.co.uk>

Document Number 3846
Issue 2

www.fairchildsemi.com

LM2903/LM2903I, LM393/LM393A, LM293/LM293A

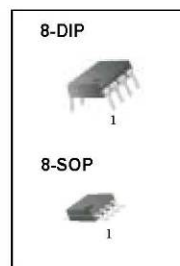
Dual Differential Comparator

Features

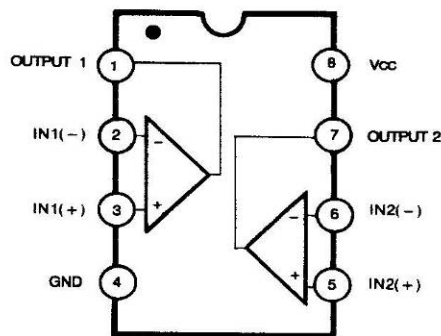
- Single Supply Operation: 2V to 36V
- Dual Supply Operation: $\pm 1V$ to $\pm 18V$
- Allow Comparison of Voltages Near Ground Potential
- Low Current Drain 800 μA Typ.
- Compatible with all Forms of Logic
- Low Input Bias Current 25nA Typ.
- Low Input Offset Current $\pm 5nA$ Typ.
- Low Offset Voltage $\pm 1mV$ Typ.

Description

The LM2903/LM2903I, LM393/LM393A, LM293/LM293A consist of two independent voltage comparators designed to operate from a single power supply over a wide voltage range.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.3

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation



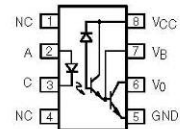
6N138/ 6N139

Vishay Semiconductors

High Speed Optocoupler, 100 kBd, Low Input Current, Photodiode Darlington Output

Features

- High Current Transfer Ratio, 300 %
- Low Input Current, 0.5 mA
- High Output Current, 60 mA
- Isolation Test Voltage, 5300 V_{RMS}
- TTL Compatible Output, V_{OL} = 0.1 V
- High Common Mode Rejection, 500 V/μs
- Adjustable Bandwidth-Access to Base
- Standard Molded Dip Plastic Package



1179002

Agency Approvals

- UL - File No. E52744 System Code H or J
- DIN EN 60747-5-2(VDE0884)
DIN EN 60747-5-5 pending
Available with Option 1

Applications

Logic Ground Isolation-TTL/TTL, TTL/CMOS, CMOS/CMOS, CMOS/TTL
EIA RS 232 Line Receiver
Low Input Current Line Receiver-Long Lines, Party Lines
Telephone Ring Detector
117 VAC Line Voltage Status Indication-Low Input Power Dissipation
Low Power Systems-Ground Isolation

Description

High common mode transient immunity and very high current ratio together with 5300 V_{RMS} insulation are achieved by coupling and LED with an integrated high gain photo detector in an eight pin dual-in-line package. Separate pins for the photo diode and output stage enable TTL compatible saturation voltages with high speed operation.

Photo darlington operation is achieved by tying the V_{CC} and V_O terminals together. Access to the base terminal allows adjustment to the gain bandwidth.

The 6N138 is ideal for TTL applications since the 300 % minimum current transfer ratio with an LED current of 1.6 mA enables operation with one unit load-in and one unit load-out with a 2.2 kΩ pull-up resistor.

The 6N139 is best suited for low power logic applications involving CMOS and low power TTL. A 400 % current transfer ratio with only 0.5 mA of LED current is guaranteed from 0 °C to 70 °C

Caution: Due to the small geometries of this device, it should be handled with Electrostatic Discharge (ESD) precautions. Proper grounding would prevent damage further and/or degradation which may be induced by ESD.

Order Information

| Part | Remarks |
|------------|-------------------------------|
| 6N138 | CTR > 300 %, DIP-8 |
| 6N139 | CTR > 500 %, DIP-8 |
| 6N138-X007 | CTR > 300 %, SMD-8 (option 7) |
| 6N138-X009 | CTR > 300 %, SMD-8 (option 9) |
| 6N139-X007 | CTR > 500 %, SMD-8 (option 7) |
| 6N139-X009 | CTR > 500 %, SMD-8 (option 9) |

For additional information on the available options refer to Option Information.

- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

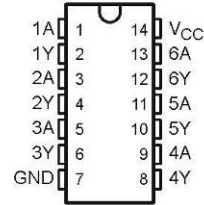
description/ordering information

These devices contain six independent inverters.

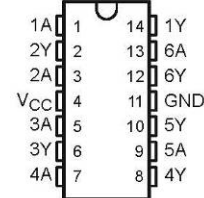
**SN5404, SN54LS04, SN54S04,
SN7404, SN74LS04, SN74S04
HEX INVERTERS**

SDLS029C – DECEMBER 1983 – REVISED JANUARY 2004

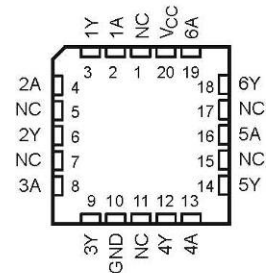
SN5404 . . . J PACKAGE
SN54LS04, SN54S04 . . . J OR W PACKAGE
SN7404, SN74S04 . . . D, N, OR NS PACKAGE
SN74LS04 . . . D, DB, N, OR NS PACKAGE
(TOP VIEW)



SN5404 . . . W PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS04, SN54S04 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated. On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

International IR Rectifier

Data Sheet No. PD60262

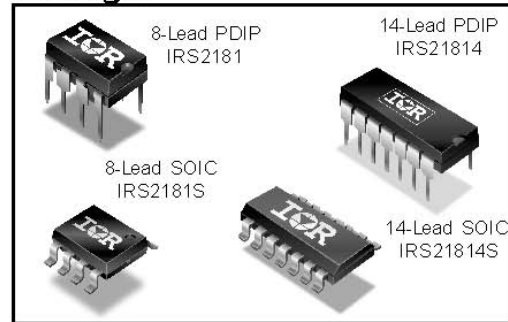
IRS2181/IRS21814(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
- Fully operational to +600 V
- Tolerant to negative transient voltage, dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 V to 20 V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3 V and 5 V input logic compatible
- Matched propagation delay for both channels
- Logic and power ground ± 5 V offset
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Output source/sink current capability 1.4 A/1.8 A

Packages



Description

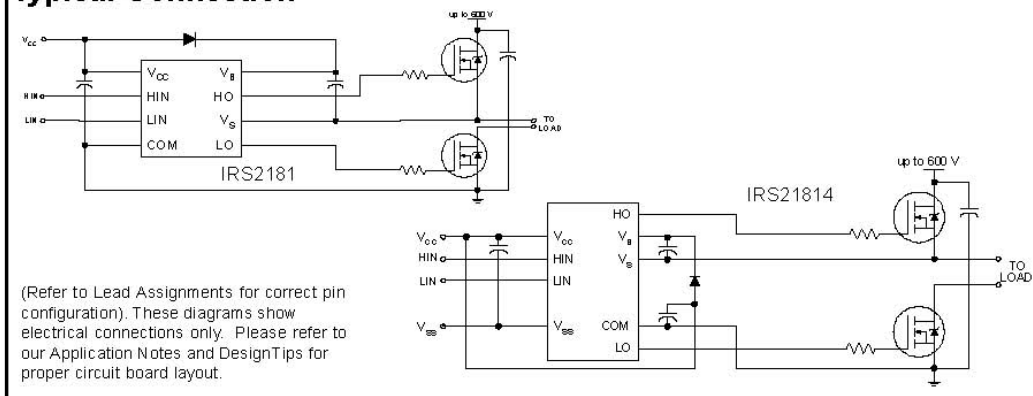
The IRS2181/IRS21814 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL

Feature Comparison

| Part | Input logic | Cross-conduction prevention logic | Deadtime (ns) | Ground Pins | Ton/Toff (ns) |
|-------|-------------|-----------------------------------|------------------|-------------|---------------|
| 2181 | HIN/LIN | no | none | COM | 180/220 |
| 21814 | | | | Vss/COM | |
| 2183 | HIN/LIN | yes | Internal 400 | COM | 180/220 |
| 21834 | | | | Vss/COM | |
| 2184 | | | | COM | |
| 21844 | IN/SD | yes | Internal 400 | Vss/COM | 680/270 |
| | | | Program 400-5000 | Vss/COM | |

output, down to 3.3 V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 V.

Typical Connection



www.irf.com

1

MARQUAGE MYRRA-NORMES SUR DESSUS

MARQUAGE CARACTERISTIQUES COTE PRIMAIRE

000000
230V 500mA (1-6)
2x6V A 2x24V (7-8)
230V 50V (7-8)
50V 10V (11-12)
EN 60081

3.6±0.5

34.5±0.5

25±0.5

13.75±0.5

40±1

50.1±0.5

12 11

5 15

5 5

8 7

27.5±0.5

42.1±0.5

6

φ0.8

φ2.5

| Ref | Primaire | Fusible | Secondaire | ta |
|-------|----------|---------|------------|------|
| 44271 | 230V | 63mA | 2x6V | 50/B |
| 44272 | 230V | 63mA | 2x9V | 50/B |
| 44273 | 230V | 63mA | 2x12V | 50/B |
| 44274 | 230V | 63mA | 2x15V | 50/B |
| 44275 | 230V | 63mA | 2x18V | 50/B |

TRANSFORMATEURS 44XXX

| Ref | Primaire | Fusible | Secondaire | ta |
|-------|----------|---------|------------|------|
| 44276 | 230V | 63mA | 2x24V | 50/B |

- PUISSANCE: 10VA
 - PRIMAIRE: 230V (1-6)
 - SECONDAIRE: 2x6V A 2x24V (7-8) ET (11-12)
 - TEST DIELECTRIQUE: PRI TO SEC 4kV
 - MARQUAGE:

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES COTE PRIMAIRE
MYRRA ET NORMES SUR LE DESSUS

Embleme: Téléphone généraliste
 Embleme: Général Livraison
 Embleme: Métrique
 Embleme: Métrique
 Dessiné par: ROUSSELCH Date: 17/10/2003 Visc: J.P.M.

TRANSFORMATEURS EI 48

Zi. Ate. Al. One des Champs
2.L. 77000 COLLEVILLE
Tel : 01-60-37-95-50
Fax : 01-60-17-12-50

EI 48

| Rev | Date | Modification | Dessiné | Visé |
|-----|------|--------------|---------|------|
| D | | | | |
| C | | | | |
| B | | | | |
| A | | | | |



B40C1000 – B500C1000

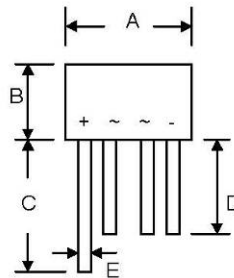
1.0A BRIDGE RECTIFIER

Features

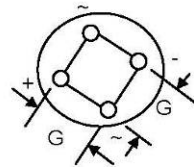
- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability
- Ideal for Printed Circuit Boards

Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: As Marked on Body
- Weight: 1.1 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number



| WOB | | |
|----------------------|------|------|
| Dim | Min | Max |
| A | 8.60 | 9.10 |
| B | 5.0 | 5.50 |
| C | 27.9 | — |
| D | 25.4 | — |
| E | 0.71 | 0.81 |
| G | 4.60 | 5.60 |
| All Dimensions in mm | | |



Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A=25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

| Characteristic | Symbol | B40C 1000 | B80C 1000 | B125C 1000 | B250C 1000 | B380C 1000 | B500C 1000 | Unit |
|---|---------------------------------|--------------|--------------|---------------|---------------|---------------|---------------|--------------------|
| Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage | V_{RRM} V_{RWM} V_R | 100 | 200 | 300 | 600 | 900 | 1200 | V |
| Input Voltage Recommended | $V_{R(RMS)}$ | 40 | 80 | 125 | 250 | 380 | 500 | V |
| Average Rectified Output Current (Note 1) @ $T_A = 50^{\circ}\text{C}$ | I_O | 1.0 | | | | | | A |
| Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method) | I_{FSM} | 45 | | | | | | A |
| Forward Voltage (per element) @ $I_F = 1.0\text{A}$ | V_{FM} | 1.0 | | | | | | V |
| Peak Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ @ $T_A = 100^{\circ}\text{C}$ | I_{RM} | 10 500 | | | | | | μA |
| Operating Temperature Range | T_J | -55 to +125 | | | | | | $^{\circ}\text{C}$ |
| Storage Temperature Range | T_{STG} | -55 to +150 | | | | | | $^{\circ}\text{C}$ |

Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.



LM78XX/LM78XXA 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

General Description

The LM78XX series of three terminal positive regulators are available in the TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

Ordering Information

| Product Number | Output Voltage Tolerance | Package | Operating Temperature |
|----------------|--------------------------|---------|-----------------------|
| LM7805CT | ±4% | TO-220 | -40°C to +125°C |
| LM7806CT | | | |
| LM7808CT | | | |
| LM7809CT | | | |
| LM7810CT | | | |
| LM7812CT | | | |
| LM7815CT | | | |
| LM7818CT | | | |
| LM7824CT | | | |
| LM7805ACT | | | |
| LM7806ACT | | | |
| LM7808ACT | | | |
| LM7809ACT | | | |
| LM7810ACT | | | |
| LM7812ACT | | | |
| LM7815ACT | | | |
| LM7818ACT | | | |
| LM7824ACT | | | |

LM78XX/LM78XXA 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

| | | <h2 style="margin: 0;">TS7900</h2> <h3 style="margin: 0;">3-Terminal Negative Output Voltage Regulators</h3> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|--|---------------------------------|---|------|--------|---------------------------------|---------------|----------|---------------|--------|----------|---------|---------------|--------|-----|---|-------------------|----|----------|---|-------------------------------|------|------------|----|--------------------------------|----|-----------|----|---------------------|------|-------------|----|
| | | Voltage Range -5 to -24 Volts Current 1 Ampere | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| <p>Pin: 1, Ground 2, Input 3, Output (Heatsink surface connected to Pin 2.)</p> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Features <ul style="list-style-type: none"> ◇ Output Current up to 1 Ampere ◇ No External Components Required ◇ Internal Thermal Overload Protection ◇ Internal Short-Circuit Current Limiting ◇ Output Transistor Safe-Area Compensation ◇ Available in 4% Voltage Tolerance | | Ordering Informations <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 30%;">Device</th> <th style="width: 30%;">Operating Temperature (Ambient)</th> <th style="width: 40%;">Package</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>TS79xxCZ</td> <td rowspan="2" style="text-align: center;">-20°C ~ +85°C</td> <td>TO-220</td> </tr> <tr> <td>TS79xxCI</td> <td>TO-220F</td> </tr> </tbody> </table> | | Device | Operating Temperature (Ambient) | Package | TS79xxCZ | -20°C ~ +85°C | TO-220 | TS79xxCI | TO-220F | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Device | Operating Temperature (Ambient) | Package | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| TS79xxCZ | -20°C ~ +85°C | TO-220 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| TS79xxCI | | TO-220F | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Maximum Ratings (Ta=25°C) <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 30%;">Rating</th> <th style="width: 15%;">Symbol</th> <th style="width: 30%;">TS7900 Series</th> <th style="width: 25%;">Unit</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Input Voltage</td> <td>Vin *1</td> <td style="text-align: center;">-35</td> <td style="text-align: center;">V</td> </tr> <tr> <td>Input Voltage</td> <td>Vin *2</td> <td style="text-align: center;">-40</td> <td style="text-align: center;">V</td> </tr> <tr> <td>Power Dissipation</td> <td>PD</td> <td style="text-align: center;">15 10</td> <td style="text-align: center;">W</td> </tr> <tr> <td>Operating Ambient Temperature</td> <td>Topr</td> <td style="text-align: center;">-20 to +85</td> <td style="text-align: center;">°C</td> </tr> <tr> <td>Operating Junction Temperature</td> <td>TJ</td> <td style="text-align: center;">0 to +125</td> <td style="text-align: center;">°C</td> </tr> <tr> <td>Storage Temperature</td> <td>Tstg</td> <td style="text-align: center;">-25 to +125</td> <td style="text-align: center;">°C</td> </tr> </tbody> </table> <p style="font-size: small;">Note: *1: TS7905 to TS7918 *2: TS7924 Follow the derating curve. When TJ exceeds 150°C, the internal circuit cuts off the output.</p> | | | | Rating | Symbol | TS7900 Series | Unit | Input Voltage | Vin *1 | -35 | V | Input Voltage | Vin *2 | -40 | V | Power Dissipation | PD | 15 10 | W | Operating Ambient Temperature | Topr | -20 to +85 | °C | Operating Junction Temperature | TJ | 0 to +125 | °C | Storage Temperature | Tstg | -25 to +125 | °C |
| Rating | Symbol | TS7900 Series | Unit | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Input Voltage | Vin *1 | -35 | V | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Input Voltage | Vin *2 | -40 | V | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Power Dissipation | PD | 15 10 | W | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Operating Ambient Temperature | Topr | -20 to +85 | °C | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Operating Junction Temperature | TJ | 0 to +125 | °C | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Storage Temperature | Tstg | -25 to +125 | °C | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Standard Application <p>A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V more negative even during the high point on the input ripple voltage. XX = these two digits of the type number indicate voltage. Cin is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter. Co improves stability and transient response.</p> | | Internal Block Diagram | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

Rev. 1 03/2003

E. FOTOGRAFÍAS DEL DISEÑO

A continuación se muestran algunas fotografías del montaje final del inversor:



Figura E.1: Vista lateral de la caja con el montaje final del conjunto



Figura E.2: Vista trasera de la caja con el montaje final del conjunto



Figura E.3: Vista frontal del conjunto

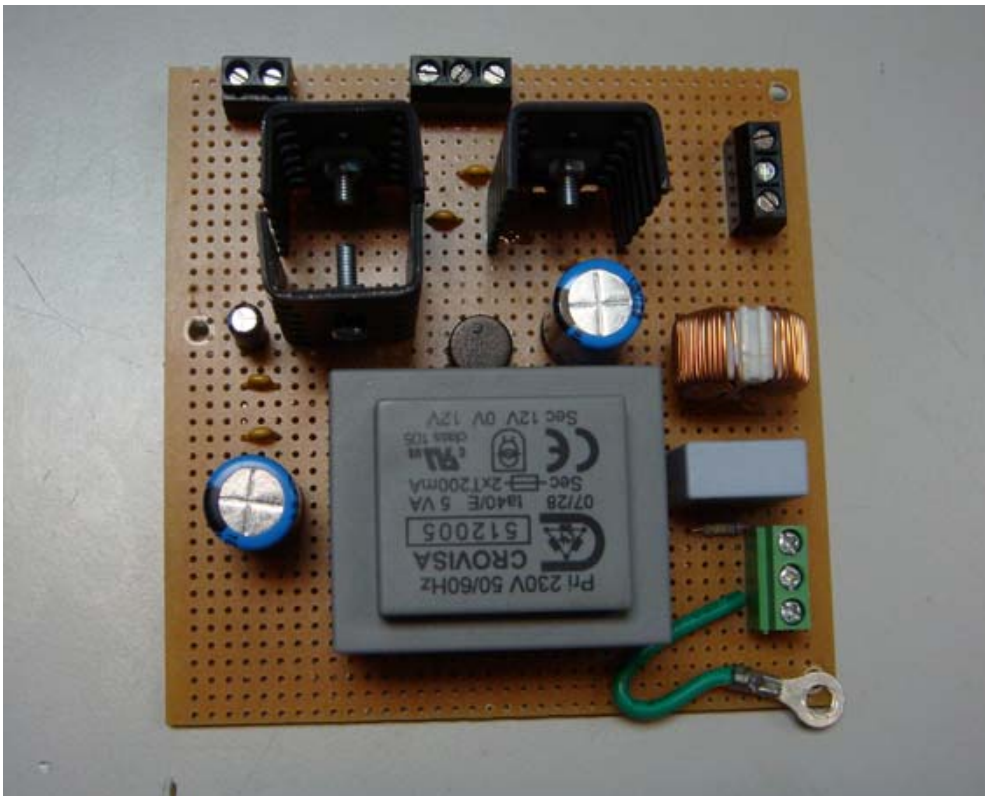


Figura E.4: Vista frontal de la alimentación de las señales de control

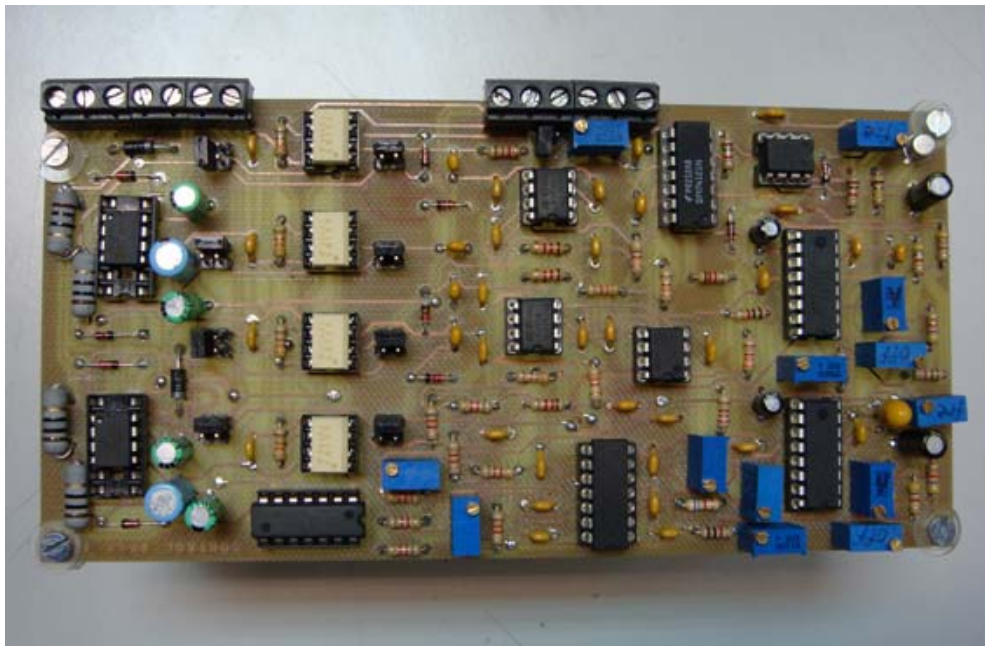


Figura E.5: Vista frontal del control Spwm

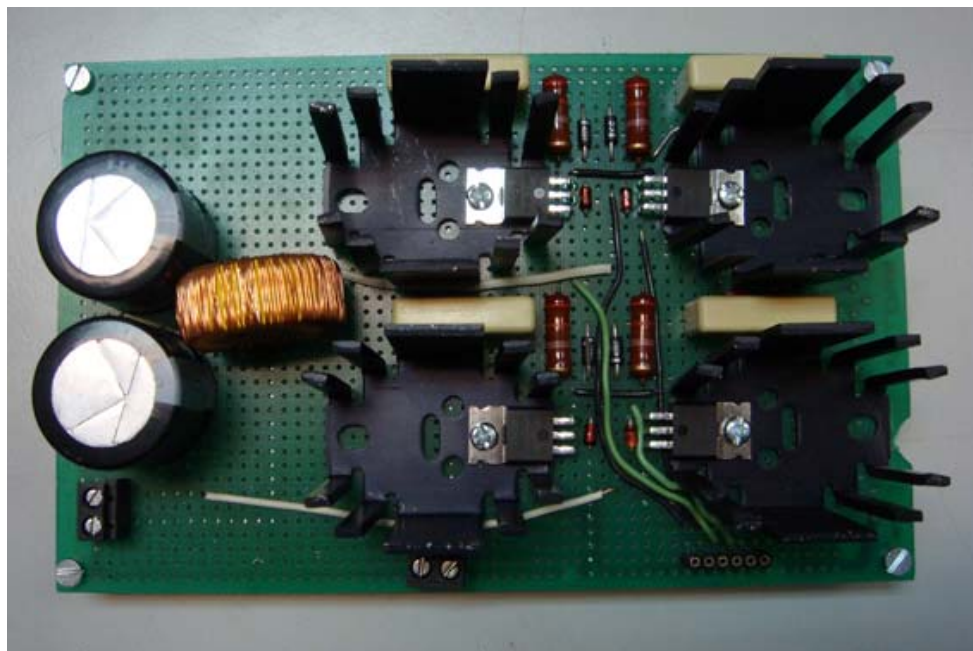


Figura E.6: Vista frontal del puente inversor y el filtro LC

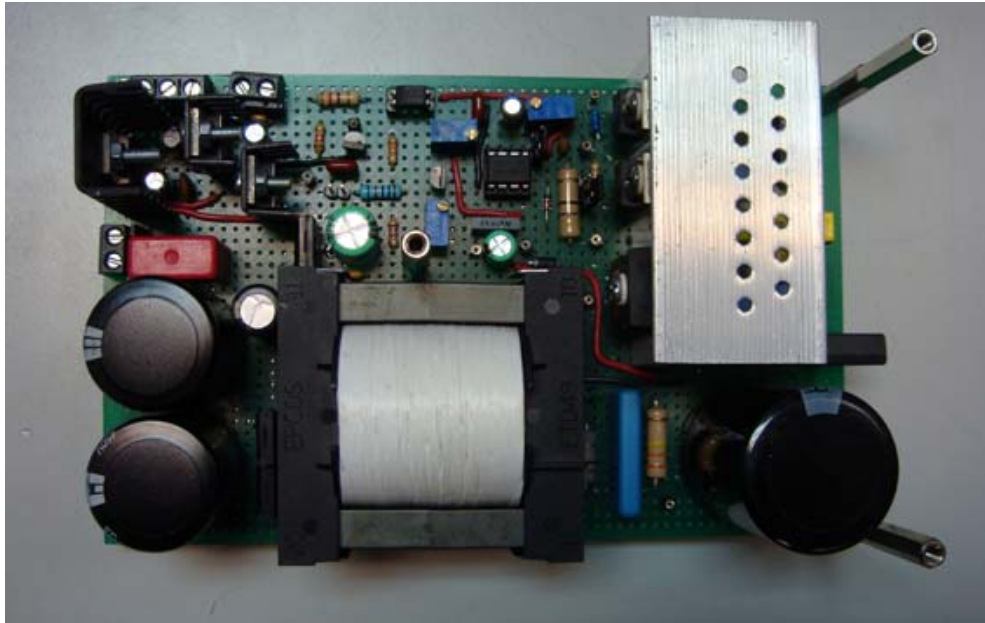


Figura E.7: Vista frontal del convertidor Flyback AC/DC

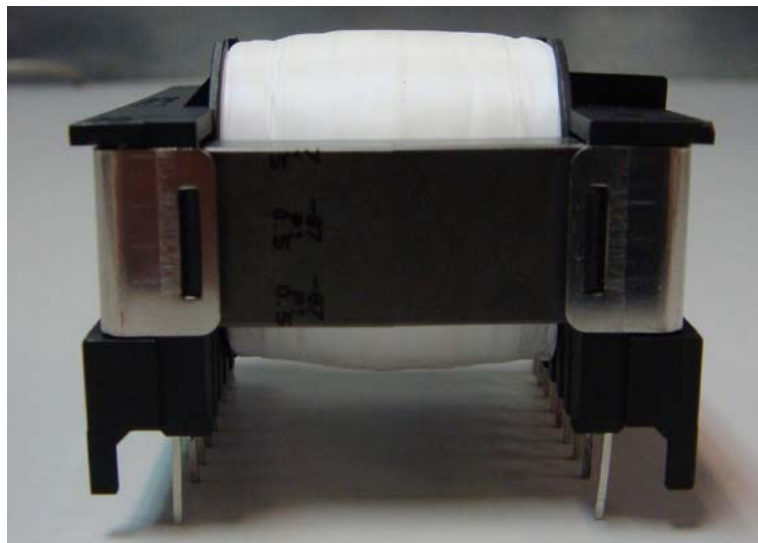


Figura E.8: Vista Lateral del transformador Flyback