

Universidad Tecnológica Nacional

Proyecto Final

Sistema de gestión inteligente de respaldo
energético.

Autores:

- Fossati, Franco Alexis
- Villarroel, Guillermo Miguel

Director:

- Minni, Cesar

*Proyecto final presentado para cumplimentar los requisitos académicos
para acceder al título de Ingeniero en electrónica*

en la

Facultad Regional Paraná

Febrero de 2019

Declaración de autoría:

Nosotros declaramos que el Proyecto Final “Sistema de gestión inteligente de respaldo energético” y el trabajo realizado son propios. Declaramos:

- Este trabajo fue realizado en su totalidad, o principalmente, para acceder al título de grado de Ingeniero en Electrónica, en la Universidad Tecnológica Nacional, Regional Paraná.
- Se establece claramente que el desarrollo realizado y el informe que lo acompaña no han sido previamente utilizados para acceder a otro título de grado o pre-grado.
- Siempre que se ha utilizado trabajo de otros autores, el mismo ha sido correctamente citado. El resto del trabajo es de autoría propia.
- Se ha indicado y agradecido correctamente a todos aquellos que han colaborado con el presente trabajo.
- Cuando el trabajo forma parte de un trabajo de mayores dimensiones donde han participado otras personas, se ha indicado claramente el alcance del trabajo realizado.

Firmas:

-
-

Fecha:

Agradecimientos:

A nuestras familias, quienes nos han apoyado y acompañado a lo largo de tantos años, nuestros amigos que han sido nuestro cable a tierra, a cada uno de los docentes que con compromiso y dedicación nos han formado y a nuestros compañeros con quienes compartimos tantos años.

Fossati, Franco

Villarroel, Guillermo

Universidad Tecnológica Nacional

Abstract

Facultad Regional Paraná

Ingeniería en Electrónica

Sistema de gestión inteligente de respaldo
energético

Villarroel, Guillermo

Fossati, Franco

Abstract:

This report aims to provide a theoretical framework and detailed design and implementation of a specific load manager for battery banks of communications equipment, which is able to be monitored and controlled remotely through the Internet.

For the realization it has been investigated and deepened in the fields referred to the power electronics and the switched sources to design the energy supplies with optimal performances given the power needs of the equipment that are superior to 300W.

This has been possible thanks to the design and commissioning of an AC-DC source of Half Bridge topology, capable of delivering a direct voltage that is then brought to the necessary values, both for the battery charge and for the power supply. communication equipment, through the use of continuous buttons.

The device also has a comprehensive control system for the entire team using Microchip microcontrollers, which can provide the possibility of being monitored and controlled remotely through the Internet thanks to WiFi technology and the HTML, UDP and SMTP protocols to be able to communicate through web pages, email and network management software.

Keywords:

BMS. Energy storage. Power bank. UPS. Wi-fi connection.

Resumen:

El presente informe pretende brindar un marco teórico y detallado del diseño y puesta en funcionamiento de un gestor de cargas específico para bancos de baterías de equipos de comunicaciones, el cual es capaz de ser monitoreado y controlado de manera remota vía internet.

Para la realización se ha investigado y profundizado en los campos referidos a la electrónica de potencia y las fuentes conmutadas para diseñar los suministros energéticos con rendimientos óptimos dada las necesidades de potencia del equipo que son superiores a los 300W.

Esto ha sido posible gracias al diseño y puesta en funcionamiento de una fuente AC-DC de topología Half Bridge, capaz de entregar una tensión continua que luego es llevada a los valores necesarios, tanto para la carga de la batería, como para la alimentación de los equipos de comunicaciones, mediante la utilización de pulsadores de continua.

El dispositivo cuenta además con un sistema integral de control de todo el equipo mediante microcontroladores del fabricante Microchip, pudiendo este brindar la posibilidad de ser monitoreado y controlado remotamente a través de internet gracias a la tecnología WiFi y los protocolos HTML, UDP y SMTP para poder comunicarse a través de páginas web, correo electrónico y softwares de gestión de redes.

Palabras Clave:

Almacenamiento de energía. Banco de baterías. Conexión Wi-Fi. Gestor de carga. UPS.

Reconocimientos:

Al ingeniero Cesar Minni, nuestro director, y su empresa BM soluciones, por haber confiado en nosotros para este proyecto, y especialmente por su predisposición cada vez que lo necesitamos. Al ingeniero Fabio Vincitorio, por habernos guiado y compartido su experiencia en el campo de la electrónica de potencia. A cada uno de nuestros compañeros y amigos que nos brindaron apoyo, motivación, consejos y ayuda cada vez que los necesitamos.

Índice:

Capítulo 1: Introducción	1
Capítulo 2: Desarrollo	3
2.1 Diagrama de bloques	3
2.2 Batería	3
2.3 Fuente principal	5
2.3.1 Estudio de topologías	5
2.3.2 Selección de topología a utilizar	9
2.3.3 Análisis de los tipos de rectificadores	9
2.3.4 Análisis y estudio del convertidor Half Bridge	11
2.4 Conversores Vi a 12, 24 y 56 voltios	25
2.4.1 Convertidor reductor o buck.....	26
2.4.2 Convertidor elevador o boost.....	33
2.4.3 Convertidor reductor elevador topología SEPIC.....	38
2.5 Control de carga de baterías	42
2.6 Comunicación.	46
2.6.1 Correo electrónico	49
2.6.2 Comunicación con software The Dude	50
2.6.3 Servidor Web HTTP.....	52
Capítulo 3: Costos	55
3.1 Costo del hardware.....	55
3.2 Costo horas hombre	56
3.3 Costo total del proyecto.....	57
3.4 Costo de venta y amortización	57
Capítulo 4: Conclusiones	58
Citas	59
Bibliografía	60
Anexos	62

Lista de Figuras:

Figura 1: Diagrama de bloques.....	3
Figura 2: Batería utilizada (1).....	3
Figura 3: Ciclo de carga de la batería (2).....	4
Figura 4: Convertidor Flyback.....	5
Figura 5: Convertidor Push-Pull.....	6
Figura 6: Convertidor Half Bridge	8
Figura 7: Convertidor Full Bridge	9
Figura 8: Rectificador de onda completa con transformador de toma media.....	10
Figura 9: Rectificador de onda completa con puente de diodos	11
Figura 10: Esquema del convertidor Half Bridge	11
Figura 11: Convertidor Half Bridge con capacitor de acoplamiento Cc.....	12
Figura 12: Circuito equivalente para los cuatro intervalos de tiempo del convertidor half bridge.....	14
Figura 13: Formas de onda en los distintos componentes del convertidor half bridge	14
Figura 14: Circuito de entrada con filtro EMI y rectificación	15
Figura 15: Mosfet STK18NK80 (2).....	16
Figura 16: Diodo MBR30200CT (2)	17
Figura 17: Núcleo ETD con su respectivo carrete horizontal (3).....	18
Figura 18: Herramienta de cálculo de transformadores para fuentes conmutadas.....	20
Figura 19: Driver SG3525A y su respectivo diagrama interno (2).....	22
Figura 20: Conexión típica del Driver IR2110 (2).....	23
Figura 21: Diseño 3D de la fuente Half Bridge.....	23
Figura 22: Esquemático Half Bridge	24
Figura 23: Principio de funcionamiento del convertidor Buck	26
Figura 24: Diseño básico del convertidor Buck.....	27
Figura 25: Convertidor Buck durante el intervalo Ton.....	27
Figura 26: Formas de onda del convertidor Buck (a) Tensión en la bobina. (b) Corriente en la bobina. (c) corriente en el condensador.....	28
Figura 27: Formas de onda del convertidor reductor. (a) Corriente en el condensador. (b) tensión de rizado en el condensador.	30
Figura 28: Esquema convertidor buck	31
Figura 29: Vista 3D convertidor buck.....	31
Figura 30: Características y esquema básico IR2104 (2)	33
Figura 31: Diseño básico del convertidor Boost.....	33
Figura 32: Convertidor Boost durante los intervalos Ton y Toff respectivamente.....	34
Figura 33: Formas de onda del convertidor elevador Boost. (a) Tensión en la bobina. (b) Corriente en la bobina. (c) Corriente en el diodo. (d) Corriente en el condensador.....	34
Figura 34: Esquema convertidor boost	37
Figura 35: Vista 3D convertidor boost.....	37
Figura 36: Diagrama interno y esquema básico del UC3843 (2)	38
Figura 37: Diseño básico del convertidor Sepic.....	38
Figura 38: Convertidor Sepic en sus estados Ton y Toff respectivamente	39
Figura 39: Esquema elevador reductor sepic	41
Figura 40: Vista 3D convertidor Sepic.....	42
Figura 41: Circuito de aplicación de ACS712 (2) (4).....	43
Figura 42: Diagrama de pines y características principales del PIC16F886 (2).....	44

Figura 43: Diagrama de un control proporcional.....	44
Figura 44: Esquema simplificado del circuito de control	45
Figura 45: Diagrama de flujo del control de carga de la batería	46
Figura 46: Modos de funcionamiento ESP8266 (5)	47
Figura 47: Modulo WiFi y su diagrama de pines (6)	48
Figura 48: Captura del software para cambiar firmware de ESP8266	49
Figura 49: formato de email enviado	49
Figura 50: Esquema del protocolo UDP (7)	50
Figura 51: Mapa de red en el software The Dude.....	51
Figura 52: Ejemplo de Probe UDP.....	51
Figura 53: Software Winbox y RouterOS ejecutandose en máquina virtual.....	52
Figura 54: Página web servida por ESP8266 para control y monitoréo.....	53
Figura 55: Diagrama de flujo del sistema de comunicación.....	54

Lista de Tablas

Tabla 1: Costos de prototipado y fabricación55

Lista de abreviaciones

A – Ampere
AC – Corriente Alterna
Ae – Sección transversal magnética efectiva de un núcleo
Amin – Sección transversal mínima de un núcleo
Bmax – Densidad de flujo máxima de un núcleo
CC – Corriente Continua
DC – Corriente Directa
EMI – Interferencia Electromagnética
etc – Etcétera
Hz – Hertz
le – Longitud de trayectoria magnética efectiva
Kg – Kilogramo
kHz – Kiloherztz
k Ω – Kiloohm
mA – Miliampere
mAh – Milihertz
mHy – Milihenrio
MHz – Megahertz
Mm – Milímetro
mm² – Milímetro cuadrado
mm³ – Milímetro cúbico
mT – Militesla
mV – Milivolt
m Ω – Miliiohm
N – Relación de vueltas de un transformador
nF – Nanofaradio
Npri – Numero de vueltas del primario
Nsec – Numero de vueltas del secundario
pF – Picofaradio
PWM – Modulación de ancho de pulso
RFI – Interferencia de Radiofrecuencia
uF – Microfaradio
V – Volt
Ve – Volumen magnético efectivo de un núcleo
Vgs – Voltaje Gate-Surtidor
Vin – Voltaje de entrada
Vout – Voltaje de salida
W – Watt
 Σ /A – Factor de forma magnética de núcleo de ferrita
 Ω – Ohm
°C – Grado centígrado

Lista de Símbolos

Ω - Unidad Ohm

\pm - Mas menos

μ - Prefijo de unidad micro (millonésima parte)

\leq - Menor que

\approx - Aproximadamente igual

Δ - Variación de

$^{\circ}$ - Grados

Dedicado a:

Nuestras familias que han sido nuestro apoyo incondicional durante todo este tiempo de formación.

Capítulo 1: Introducción

El presente proyecto consiste en un sistema inteligente para la carga y gestión de bancos de baterías aplicados, principalmente pero no limitadamente, a sistemas de comunicaciones.

Este sistema, además de gestionar una correcta carga de las baterías, cuenta con todos los controles de seguridad, tanto en la carga como en la descarga, logrando con esto, incrementar considerablemente la vida útil de dicha batería. Además de esta cualidad, el sistema cuenta con un completo análisis y registro estadístico como lo son: Cantidad de cortes de luz, duración de cada corte, frecuencia en que suceden, estado actual de la carga de la batería y estado general de la batería, entre otros. Este sistema también es capaz de gestionar distintos tipos de cargas y descargas, así como también gestionar ciclos de descargas programados y controlados para hacer análisis del estado de las baterías y/o detectar cualquier tipo de falla en el sistema.

El sistema también cuenta con un sistema de comunicación inalámbrica para el envío de alertas y un control de determinadas funciones críticas del funcionamiento del equipo desde la central que maneja la red de comunicación, desde donde se pueden recibir alertas, obtener datos del estado del sistema, consumo de los equipos conectados, así como también apagar determinados equipos no indispensable para conservar la carga para los equipos críticos durante un corte de luz.

Este proyecto tiene como origen la necesidad de una empresa de comunicaciones (BM Soluciones) de la ciudad de Paraná de contar con un gestor de calidad para sus bancos de baterías de forma de contar con la posibilidad de configuración de distintos modos de funcionamiento y así poder darles una mayor vida útil a las baterías y disminuir dicho costo, así como también garantizar su servicio de comunicación durante la falta de energía de la red.

Si bien el origen del proyecto es la necesidad de una empresa de comunicaciones de la ciudad de Paraná, este puede ser ampliamente utilizado por cualquier empresa del rubro comunicaciones, como lo pueden ser las empresas telefónicas que tienen infinidad de celdas que requieren de respaldo energético y de un gestor de calidad para sus bancos de baterías de forma de contar con la posibilidad de configuración de distintos modos de funcionamiento y así poder darle una mayor autonomía, eficiencia y vida útil a las baterías y así garantizar su servicio de comunicación durante la falta de energía de la red, aumentar prestaciones y disminuir costos de mantenimientos y cambios de baterías.

Las prestaciones que brinda el equipo son altamente útiles en la optimización del uso de la energía, evitando desperdicios en cargas innecesarias con el ahorro, no solo en aspectos económicos, sino que también en el cuidado del medio ambiente, a la vez que cuidan la vida útil del elemento más costoso, que lo son las baterías.

Un detalle no menor es que además de resultar útil para el prestador de servicios de comunicaciones, también brinda un servicio a la sociedad al impedir interrupciones en estos servicios de comunicaciones ante cortes de luz.

Al realizar un análisis más amplio de la viabilidad del proyecto encontramos como fortaleza que no hay desarrolladores locales de este producto y lo que se puede encontrar en el mercado exterior es, o demasiado sofisticado y caro, o demasiado básico y también caro para dichas prestaciones.

En cuanto a las oportunidades, la más importante es el compromiso de esta empresa local de adquirir este producto así como también la de poner a disposición sus instalaciones para cualquier tipo de prueba y orientación sobre mejoras para dicho producto, lo cual daría la oportunidad de hacer un producto completamente comercializable, que si bien está pensado primeramente para bancos de batería de equipos de comunicaciones en sus respectivos sitios, se puede adaptar fácilmente a cualquier empresa que necesite un sistema de respaldo de energía en sus instalaciones.

Se desconoce la existencia de antecedentes locales en este tipo de proyectos, y si la hubiese, este no se ha llevado a cabo comercialmente. Internacionalmente si se consiguen este tipo de productos, pero como se mencionó antes, pasan de ser equipos básicos de una fuente switching y un relé que no cuidan la vida útil de las baterías, a equipos demasiado complejos y costosos, lo que da lugar a la necesidad de un equipo intermedio que se adapte a cualquier banco de baterías de un sitio en el cual se encuentre una antena con algunos equipos de comunicaciones a ser alimentados en casos de cortes de energía eléctrica de red, adaptable a la capacidad de carga (y por ende cantidad de baterías) que el usuario desee.

El principal inconveniente para el desarrollo del proyecto es la disponibilidad inmediata de recursos, ya que la escasa cantidad de componentes de potencia que se consiguen en el mercado local obliga a recurrir a otros mercados demorando y encareciendo los costos y por ende del desarrollo del producto. Aunque esto no sea un inconveniente mayor a la hora de la fabricación en serie del equipo terminado.

En cuanto a la vida útil del producto, no encontramos límite de utilización de este, ya que esta queda limitada solo a la vida útil de los componentes individuales, los cuales pueden ser fácilmente reemplazados. O bien a la aparición de nuevas tecnologías en los elementos de almacenamiento de la energía, pero para ese entonces se espera tener desarrollado un producto que se adapte a ella.

Capítulo 2: Desarrollo

2.1 Diagrama de bloques

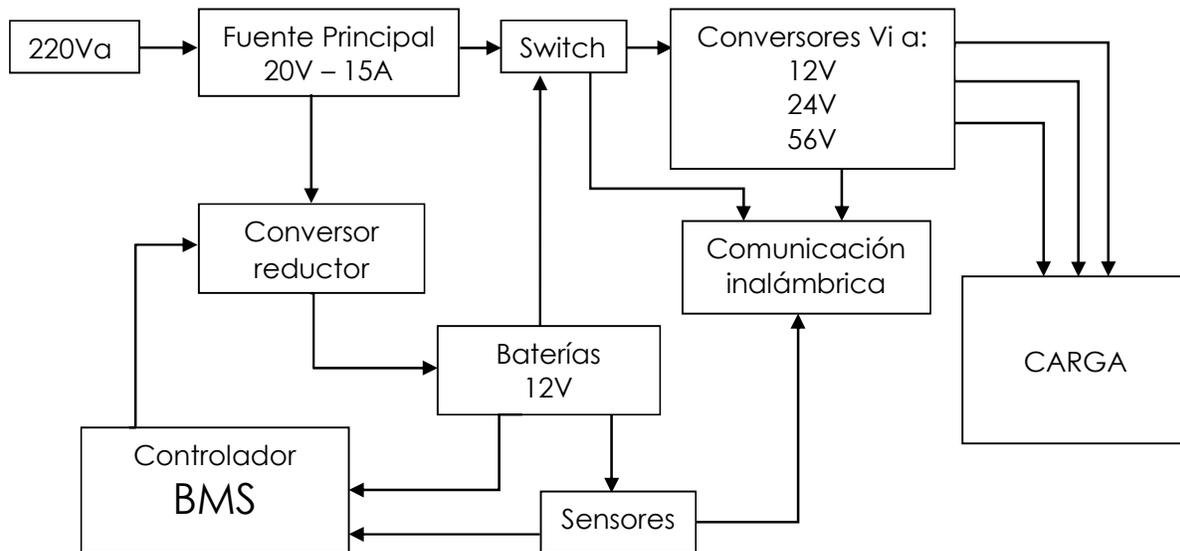


FIGURA 1: DIAGRAMA DE BLOQUES

2.2 Batería

La batería es el elemento principal del sistema, ya que es quien le da el origen a este mismo y define la mayoría de los parámetros que lo integrarán, principalmente la tensión y potencia de la fuente principal, los tipos de convertidores de salida para alimentar las cargas, y el sistema de control de su propia carga.

La batería seleccionada es una batería de la marca ACME, modelo 12ndf155



FIGURA 2: BATERÍA UTILIZADA (1)

Las especificaciones de esta batería son las siguientes:

- Voltaje nominal: 12V
- Capacidad nominal: 155Ah (10 hour rate) to 1.80V/cell @25°C
- Peso típico: 52.5kg
- Resistencia interna: Approx 4.27mΩ
- Voltaje flotante: 2.25V/cell @25°C
- Límite máximo de corriente de carga recomendado: 38.75A
- Autodescarga: La capacidad residual es superior al 90% después de un almacenamiento de 90 días (25°C)
- Dimensiones: 27,0 x 55,8 x 12,5 cm

En la fabricación de estas baterías, se añade al electrolito un compuesto de silicona, lo que genera que el líquido se convierta en una masa sólida como gelatina, de ahí su nombre, Baterías de Gel.

Esta característica especial hace que las baterías de gel tengan una mayor vida útil, garantizando un número elevado de ciclos de cargas y descarga, y que reduzcan el porcentaje de evaporación.

Además, soportan descargas más profundas y resisten mejor a ambientes con vibraciones, golpes y altas temperaturas. Por otro lado, la tasa de autodescarga es mínima, puede permanecer hasta 6 meses sin ser utilizada conservando el 80% de su carga, además, durante la descarga presentan un voltaje más estable.

Estas baterías presentan también otras ventajas como estar libres de mantenimiento, y ser mucho más limpias que las baterías convencionales, ya que se eliminan por completo los escapes de ácido. Las baterías de GEL pueden colocarse en cualquier posición, sin presentar escapes de líquido o gas.

El ciclo de carga de estas baterías sigue la siguiente secuencia, dada por el propio fabricante:

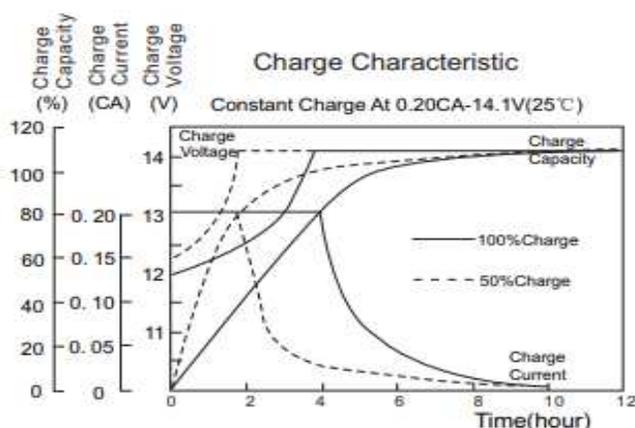


FIGURA 3: CICLO DE CARGA DE LA BATERÍA (2)

Este tipo de baterías son de ciclos de carga lenta, esto quiere decir que no se le puede inyectar energía en exceso, especialmente cuando esta posee poca carga almacenada, ya que esto provoca un proceso de gaseo en su interior que seca el gel de la batería, conduciendo así al deterioro de esta.

Es por esto que la batería debe comenzar cargándose con una corriente controlada durante la primera etapa del ciclo de carga. Al realizar este proceso, la tensión de la batería irá aumentando hasta alcanzar su límite de tensión de carga (14.1V según recomendaciones del fabricante).

Una vez llegado a este punto, se comienza con la segunda etapa de carga, en la cual se mantiene el nivel de tensión constante en 14.1V. Este proceso se mantiene hasta que la corriente de carga disminuye a niveles mínimos, lo que es un claro indicador de que ya no puede seguir recibiendo más energía, ya que su capacidad está completa.

2.3 Fuente principal

Esta es la encargada de suministrar la energía necesaria, tanto para la carga de la batería luego de cada ciclo de descarga, así como también para la alimentación de los equipos conectados a la salida mientras haya suministro de energía de la red.

2.3.1 Estudio de topologías

Dado que la fuente a utilizar debe ser de al menos 300W es que amerita un breve estudio de las distintas topologías de fuentes para luego seleccionar la más óptima para nuestras necesidades.

2.3.1.1 Convertidor Flyback.

El convertidor Flyback o convertidor de retroceso es un convertidor DC a DC con aislamiento galvánico entre entrada y salida.

Dada su sencillez y bajo costo, es la topología preferida en la mayoría de los convertidores de baja potencia (hasta 150 W). En la figura se muestra la topología de esta fuente conmutada.

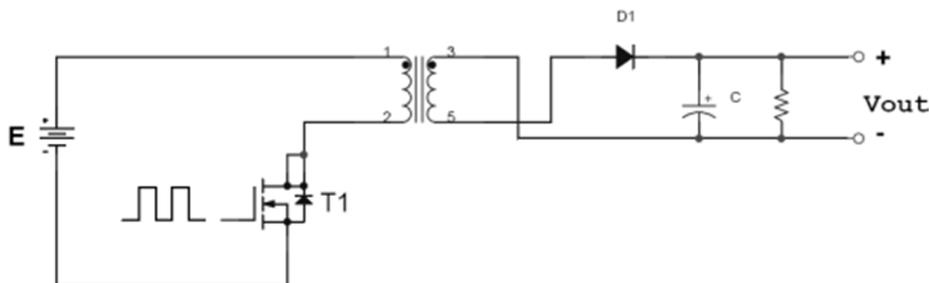


FIGURA 4: CONVERTIDOR FLYBACK

Cuando T1 conduce, la corriente crece linealmente en el primario del transformador, diseñado con una alta inductancia para almacenar energía a medida que el flujo magnético aumenta.

La disposición del devanado asegura que el diodo D está polarizado en sentido inverso durante este período, por lo que no circula corriente en el secundario. Cuando T1 se bloquea, 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 período ON del transistor y se transfiere a la carga durante el período OFF (FLYBACK). El condensador mantiene la tensión en la carga durante el período ON. La regulación de la tensión en la salida se obtiene mediante comparación con una referencia fija, actuando sobre el tiempo ON del transistor, 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 período ON se controla por modulación de ancho de pulso (PWM) a frecuencia fija, o en algunos sistemas más sencillos por auto-oscilación variando la frecuencia en función de la carga.

Si bien tiene un disparo sencillo y un diseño simple, el ciclo de operación del Flyback es menor a la mitad del semiciclo por periodo de conmutación por lo que tiene un elevado rizado de salida y una utilización poco optimizada del transformador, ya que este almacena toda la energía en el núcleo, haciendo que, por estas razones, el capacitor de filtrado de salida y el transformador sean más voluminosos que otras topologías. Esto podría mejorarse aumentando la frecuencia de oscilación, lo que implicaría más pérdidas de conmutación.

2.3.1.2 Convertidor Forward

La topología Forward se caracteriza por tener también un uso unidireccional del flujo del transformador y de requerir de un devanado auxiliar para descargar la corriente magnetizante del transformador o bien un par de diodos como se muestra en la siguiente figura:

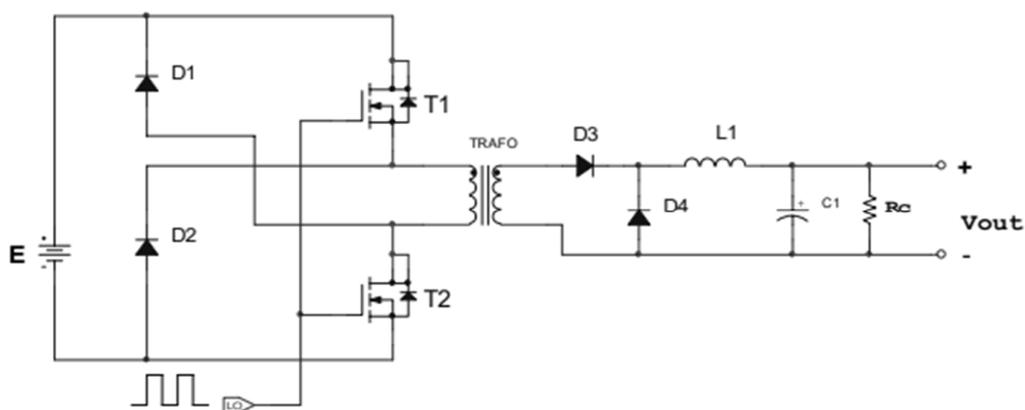


FIGURA 5: CONVERTIDOR PUSH-PULL

Cuando los conmutadores T1 y T2, que están controlados por el mismo driver, están en conducción ON, la corriente crece en el primario del transformador transfiriendo energía al devanado secundario. Como quiera que el sentido de los devanados el diodo D3 está polarizado directamente, la corriente pasa a través de la inductancia L1 a la carga, acumulándose energía magnética en L1. Cuando T1 y T2 se apagan OFF, la corriente en el primario cesa invirtiendo la tensión en el secundario. En este momento D3 queda polarizado inversamente bloqueando la corriente de secundario, pero D4 conduce permitiendo que la energía almacenada en L se descargue alimentando a la carga. En el momento en que los interruptores se ponen a OFF el transformador se desmagnetiza mediante los diodos D1 y D2, devolviendo la energía a la entrada. Contrariamente al método Flyback, la inductancia cede energía a la carga durante los períodos ON y OFF, esto hace que los diodos soporten mitad de la corriente y los niveles de rizado de salida sean más bajos.

Si bien es un diseño simple y el disparo de los transistores es sencillo y con una menor tensión de rizado en la salida, la utilización del transformador no está optimizada, y se utiliza para potencias no mayores a 250W.

2.3.1.3 Convertidor Push-Pull

Esta topología se desarrolló para aprovechar mejor los núcleos magnéticos. En esencia consisten en dos convertidores Forward controlados por dos entradas en contrafase.

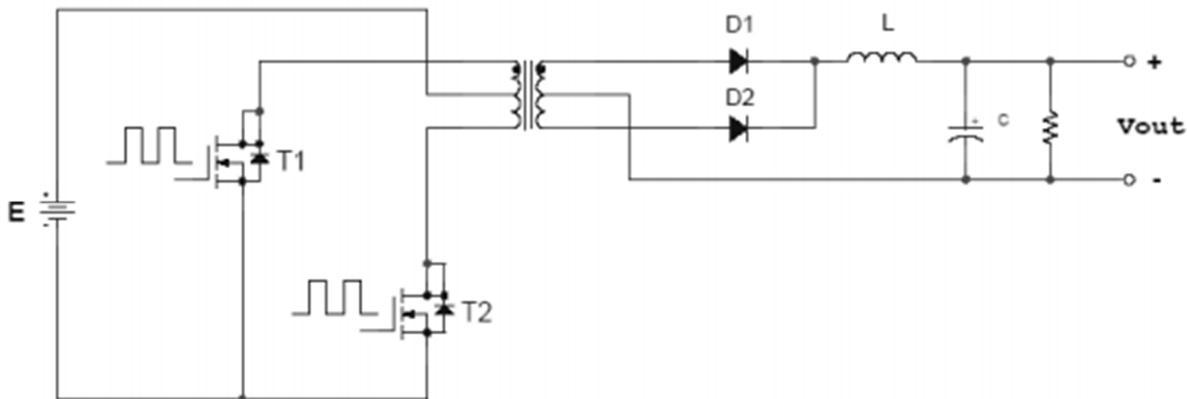


ILUSTRACIÓN 1: CONVERTIDOR PUSH-PULL

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. Una precaución que debe tenerse en cuenta en este tipo de circuitos es 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 conmutadores soportan en estado OFF una tensión doble de la tensión de entrada.

2.3.1.4 convertidor Half Bridge

Esta topología también utiliza la densidad del flujo del transformador de manera bidireccional, lo que implica un transformador más pequeño y óptimo. Además, la máxima tensión que soportan los MOSFETs es de 400V durante el estado de apagado, lo que es una clara ventaja frente a otras topologías. Otra clara ventaja de esta topología es que sólo utiliza dos MOSFETs, lo que incurre en reducir las pérdidas por conmutación.

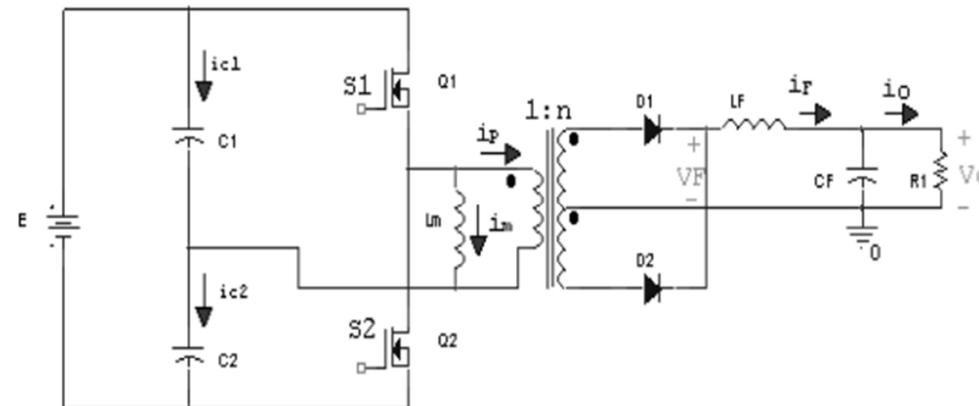


FIGURA 6: CONVERTIDOR HALF BRIDGE

Los condensadores que se introducen en el circuito de entrada, junto con el primario del transformador son utilizados para obtener un punto medio de tensión, a partir del cual se genera la tensión alterna. Generalmente, para asegurar un reparto de tensiones equitativo entre ambos condensadores se coloca, en paralelo a estos, resistencias de gran valor, en torno a 100K o 1M.

Los interruptores S1 y S2 conducen durante un tiempo DT y $(1-D)T$ respectivamente, siendo T el periodo de conmutación y D el valor en régimen permanente del ciclo de trabajo.

2.3.1.5 Convertidor Full Bridge

La topología tipo Full Bridge o Puente Completo, consta de cuatro transistores lo que conlleva más pérdidas de conmutación y más volumen debido a la circuitería de control extra que necesita, a cambio de la capacidad de entregar el doble de potencia que un convertidor de tipo Half Bridge.

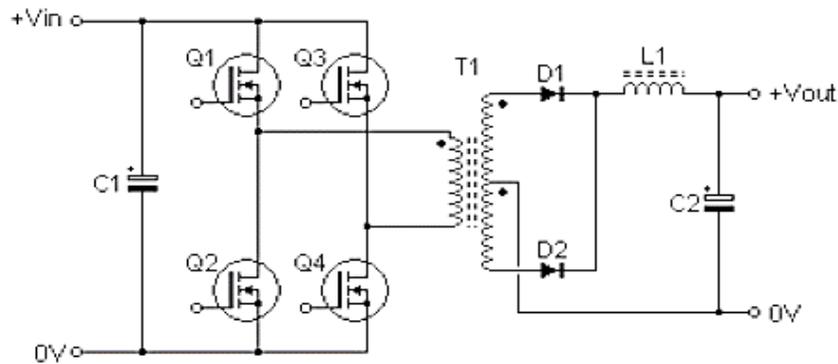


FIGURA 7: CONVERTIDOR FULL BRIDGE

Además, este convertidor requiere de un análisis especial al no haber nada que imponga al flujo del transformador estar centrado en cero, lo que incurriría en la saturación del mismo y en un cortocircuito. Es necesario un condensador en serie con el primario del transformador que imponga esa condición por naturaleza, o bien una implementación de control lo que implicaría un sistema muy complejo incurriendo en más volumen. Esta topología está especialmente indicada para altas potencias.

2.3.2 Selección de topología a utilizar

Ya que los objetivos concretos de este proyecto son una alta densidad de potencia y eficiencia, la topología elegida fue un Half Bridge. Debido a estos requisitos, topologías que usan únicamente el semiplano positivo de la densidad de flujo del transformador no son deseables por requerir un mayor volumen. A su vez, someter a los transistores a una tensión mayor de 400V tampoco es conveniente por ser dispositivos de mayores dimensiones e incurrir en mayores pérdidas de conmutación.

Habiendo establecido esto, las dos únicas topologías que cumplen son el Half Bridge y el Full Bridge. Debido al peor rendimiento del Full Bridge a bajas potencias debido a sus mayores pérdidas por conmutación, el Half Bridge es el convertidor elegido para esta aplicación.

Una de las grandes ventajas de este convertidor es la reducción de las dimensiones de la bobina del filtro de salida si este opera con ciclos de trabajo cercanos al 50% o ciclos de trabajo complementarios. Cuando hablamos de control complementario nos referimos al control de los transistores S1 y S2 que nos permite una conmutación “suave” sin tener que utilizar inductancias auxiliares en el primario del transformador, ni redes de conmutación adicionales.

2.3.3 Análisis de los tipos de rectificadores

En este análisis se parte conociendo que el rectificador a emplear debe ser de doble onda, por lo que se analizarán dos opciones: Rectificador de onda completa con transformador de toma media y Rectificador de onda completa con puente de diodos.

2.3.3.1 Rectificador de onda completa con transformador de toma media

Este rectificador se basa en un par de bobinados en el secundario con un punto interconectado entre sí y la tierra de la carga. En cada extremo del bobinado hay un diodo conectado a la carga. Para el análisis, se supone que la tensión de entrada V_e es cuadrada y la tensión de salida V_o constante. Según la ecuación del transformador, se puede deducir que en el semiciclo donde V_e es positivo, tensiones V_1 y V_2 serán esa misma tensión dividida por el número de vueltas y, por lo tanto, el diodo D_1 estará polarizado directamente y conducirá mientras el diodo D_2 estará polarizado inversamente y bloqueará tensión.

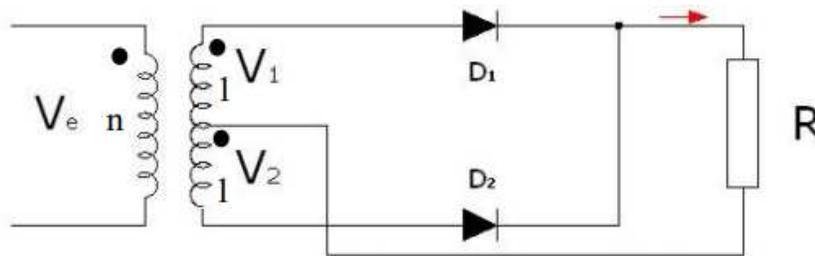


FIGURA 8: RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON TRANSFORMADOR DE TOMA MEDIA

Cuando la tensión V_e es negativa, ocurrirá lo contrario: el diodo D_2 conducirá y el diodo D_1 bloqueará tensión. Además, puede deducirse que la tensión a bloquear por cada diodo es dos veces la tensión de salida.

Las pérdidas en los diodos en este rectificador se pueden calcular como:

$$P_{Diodo} = V_\gamma \cdot \langle i_D \rangle + I_{ef}^2 \cdot R_{on}$$

Siendo:

- V_γ la caída de tensión en el diodo en conducción
- $\langle i_D \rangle$ la corriente media a través del diodo en un ciclo de conmutación
- $I_{ef}^2 \cdot R_{on}$ se refiere a las pérdidas por la resistencia interna del diodo

De todo esto se puede concluir que las pérdidas totales en este rectificador son las pérdidas en los diodos más las derivadas al implementar un bobinado secundario extra.

$$P_{TOTAL} = 2 \cdot P_{Diodo} + P_{devanado_extra} \quad (1)$$

2.3.3.2 Rectificador de onda completa con puente de diodos

Para analizar este rectificador, se va a suponer que la tensión de salida es constante y que la tensión de entrada V_e es también cuadrada y por lo tanto V_s será igual pero dividida por el número de vueltas del transformador. De esta manera, cuando V_s es

positiva, los diodos D_1 y D_4 conducirán al estar polarizados directamente mientras los diodos D_2 y D_3 estarán polarizados inversamente y bloquearán tensión. Concretamente, bloquearán una tensión igual a la de salida.

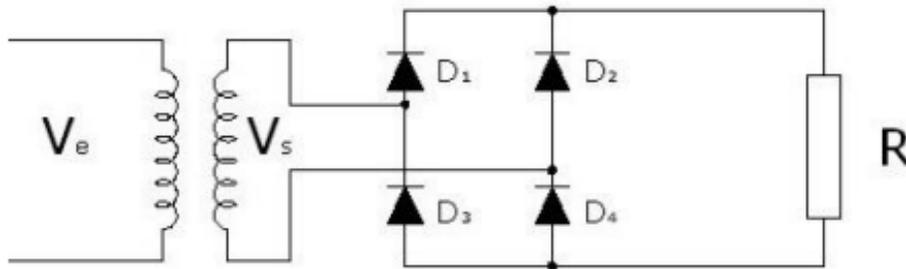


FIGURA 9: RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON PUENTE DE DIODOS

De la misma manera, cuando la tensión de entrada es negativa, los diodos D_1 y D_4 estarán bloqueando tensión mientras que los diodos D_2 y D_3 conducirán. Se puede deducir que las pérdidas en este rectificador vendrán dadas por los cuatro diodos de tal manera que, conociendo las pérdidas en cada diodo dadas por la ecuación 1, podemos calcular las pérdidas totales en el rectificador como:

$$P_{TOTAL} = 4 \cdot P_{Diodo}$$

2.3.4 Análisis y estudio del convertidor Half Bridge

En la figura 10 se muestra el esquema del convertidor PWM Half-Bridge DC-DC a utilizar. El convertidor consiste en un inversor PWM y un rectificador PWM. El inversor está constituido por dos MOSFETs de potencia utilizados como llaves controladas S_1 y S_2 , un transformador, y dos capacitores de bloqueo C_b .

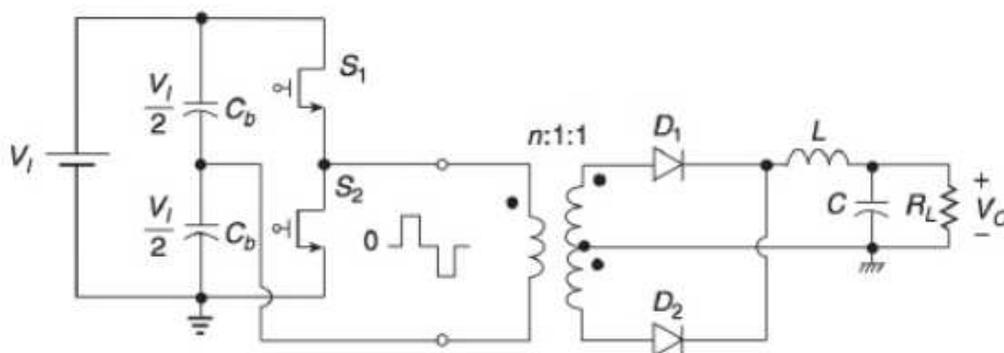


FIGURA 10: ESQUEMA DEL CONVERTIDOR HALF BRIDGE

El transformador de aislamiento no tiene que almacenar energía. Su inductancia de magnetización debe ser suficientemente grande para reducir la corriente a través de esta inductancia y las llaves. Debido a los capacitores de bloqueo, la corriente DC a través del primario del transformador es cero, dando como resultado una excelente utilización del

núcleo. Además, el núcleo es utilizado en un modo bipolar porque el bobinado primario conmuta en las dos direcciones de $V_i/2$ a $-V_i/2$; por ello el núcleo trabaja de manera más eficiente, dando como resultado un núcleo de la mitad del tamaño que en fuentes similares con convertidores de un solo transistor operadas en modo unipolar.

Los transistores son excitados por tensiones no solapadas, desfasadas 180° entre sí. El ciclo de trabajo máximo de cada señal es ligeramente menor al 50%. Las formas de onda de las tensiones de los Gates no deben solaparse para evitar situaciones en las que ambos transistores conduzcan simultáneamente. En caso de que esto suceda, la tensión de entrada V_i quedaría conectada a masa a través de la resistencia de dos MOSFETs en estado encendido (orden de los $m\Omega$) generando un gran pico de corriente que destruiría los transistores. El fenómeno en el cual ambos dispositivos conducen al mismo tiempo es llamado "Cross-conduction" o conducción cruzada, y la corriente a través de los transistores se denomina corriente "shoot-through". El circuito integrado SG2535, que es el elegido como controlador de PWM, se encarga por si solo de evitar esto, ya que su duty máximo es del 48%.

La red de conmutación del inversor tiene una configuración totem pole, resultando en la dificultad del manejo del transistor superior (S_1) debido que el Gate que no está referenciado a masa o tierra, por lo que la tensión V_{gs} necesaria para disparar S_1 debe ser controlada por un circuito conocido como Bootstrap. Este es fácilmente controlado con el integrado IR2110 que esta exclusivamente diseñado para este fin.

Asumiendo que ambos capacitores de bloqueo son idénticos, la caída de tensión en cada uno es de $V_i/2$. Generalmente estos son capacitores electrolíticos con tolerancias muy grandes ($\pm 20\%$ por ej.) por ello la caída de tensión en cada uno puede ser diferente de $V_i/2$. Para equilibraren cierta forma estos voltajes, se colocan resistores de balance R_b de gran valor en paralelo con cada uno de estos capacitores del orden de los $100k\Omega$ a $1M\Omega$. La corriente DC a través del primario del transformador es cero debido a los capacitores de bloqueo C_b . Sin embargo, al conectar estos resistores en paralelo con C_b se pierde dicha propiedad, es por esto que se conecta en serie con el primario del transformador un tercer capacitor C_c de menor valor. La tensión en C_c es la tensión promedio a través de la llave inferior S_2 , es decir $V_i/2$. Para la componente de alterna, la fuente de entrada de DC V_i en el convertidor de la figura 2.4 se comporta como un cortocircuito y los dos capacitores de bloqueo C_b quedan conectados en paralelo, resultando en el circuito de la figura 11, donde $C_c = 2C_b$.

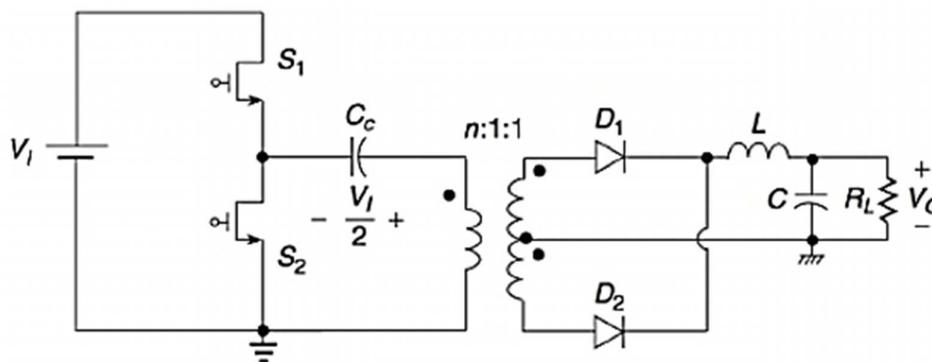


FIGURA 11: CONVERTIDOR HALF BRIDGE CON CAPACITOR DE ACOPLAMIENTO C_c

El convertidor half-bridge aquí implementado emplea un rectificador de onda completa (con secundario de punto medio) lo que es más acorde para el primario que oscila en ambas direcciones, $V/2$ y $-V/2$. El rectificador con transformador de punto medio consiste en dos diodos D1 y D2, un inductor L y un capacitor filtro C, y la resistencia de carga RL. Es más acorde para aplicaciones de bajo voltaje porque un solo diodo conduce a la vez que por el circula toda la corriente del inductor.

2.3.4.1 Análisis del funcionamiento por intervalo de tiempo

El análisis del convertidor PWM half-bridge con rectificador de transformador de punto medio se basa en las siguientes suposiciones:

Los MOSFETs de potencia y los diodos son llaves ideales.

Las capacitancias e inductancias en los pines de los transistores y diodos son cero.

El transformador es modelado como un transformador ideal con su inductancia de magnetización L_m . Las inductancias de pérdida y capacidades de dispersión son ignoradas.

Los componentes pasivos son lineales, invariantes en el tiempo e independientes de la frecuencia.

La impedancia de salida de la fuente de alimentación de entrada V_i es cero tanto para la componente AC como para la DC.

Durante el intervalo de tiempo $0 < t \leq DT$, la llave S1 y el diodo D1 se encuentran conduciendo, y la llave S2 y el diodo D2 están en estado de corte. Se muestra un circuito equivalente para este intervalo de tiempo en la figura 12 (a). La figura 12 (b) muestra el circuito equivalente para el instante de tiempo $DT < t \leq T/2$, durante el cual las 2 llaves están en estado apagado y ambos diodos conducen. En el punto (c) se observa el circuito equivalente del convertidor para el intervalo de tiempo $T/2 < t \leq T/2 + DT$, durante el cual la llave S1 y el diodo D1 están en corte, y la llave S2 y diodo D2 están conduciendo. Para el caso de la figura (d) el convertidor se encuentra en el estado $T/2 + DT < t \leq T$. Ambas llaves de potencia están en estado de corte y ambos diodos están conduciendo. El circuito equivalente para este instante es el mismo que en la figura (b). El máximo valor de tensión en cada transistor es $V_{SMmax} = V_{Imax}$, y el pico máximo de corriente esta dado por:

$$I_{SMmax} = \frac{I_{DMmax}}{n} + \frac{\Delta i_{Lm(max)}}{2} = \frac{I_{Omax}}{n} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2n} + \frac{\Delta i_{Lm(max)}}{2}$$

El valor del pico máximo de tensión a través de cada diodo en el rectificador de punto medio es

$$V_{DMmax} = \frac{V_{Imax}}{n}$$

y la corriente promedio por el inductor es igual a la corriente de salida I_o . Por lo que la corriente pico que circulará por cada diodo será.

$$I_{DMmax} = I_{Omax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2}$$

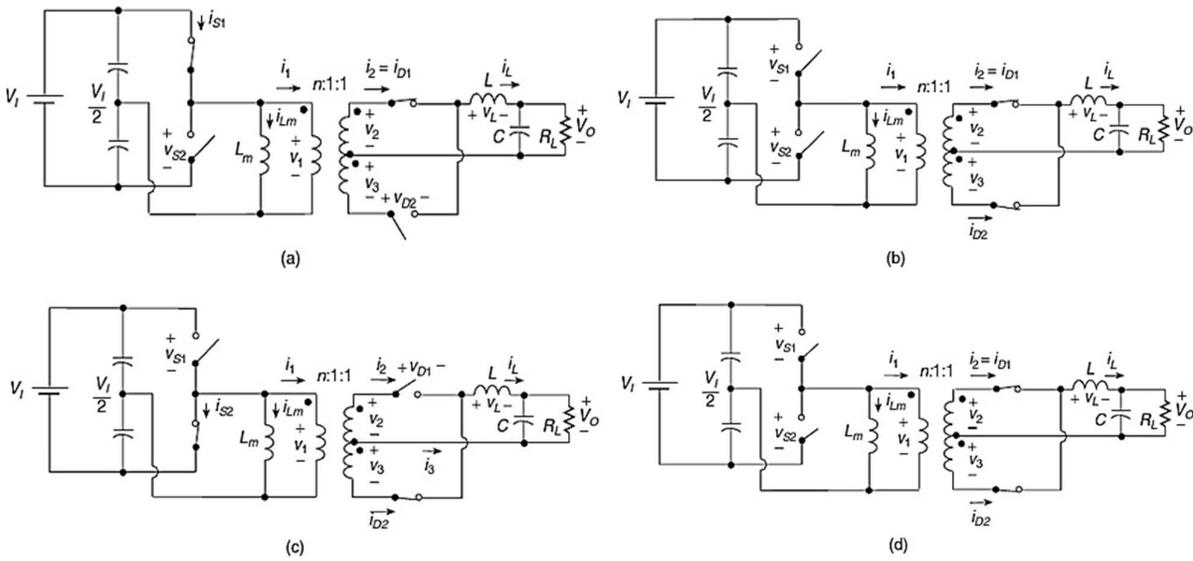


FIGURA 12: CIRCUITO EQUIVALENTE PARA LOS CUATRO INTERVALOS DE TIEMPO DEL CONVERTIDOR HALF BRIDGE

En la figura 13 se muestran las formas de onda típicas para los componentes del convertidor PWM half-bridge con rectificador de transformador de punto medio.

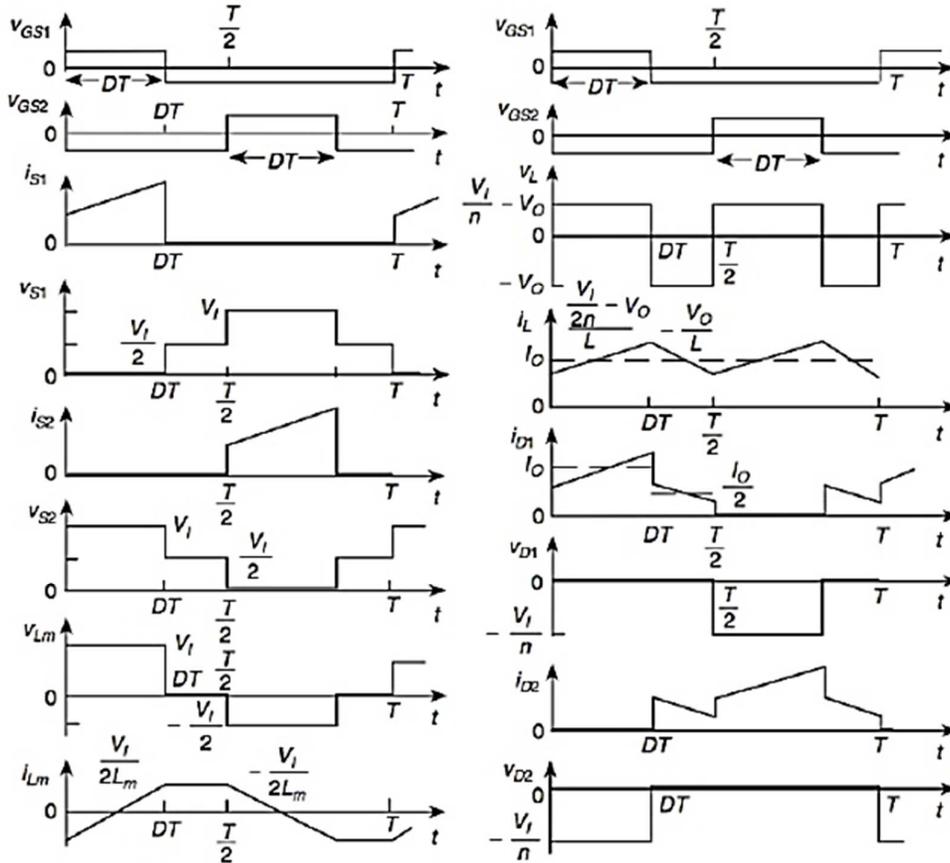


FIGURA 13: FORMAS DE ONDA EN LOS DISTINTOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR HALF BRIDGE

2.3.4.2 Circuito de entrada de línea

El circuito de entrada tiene un supresor de RFI (Interferencia de Radiofrecuencia), ya que la interferencia electromagnética o EMI por sus siglas en inglés, es generada por un campo eléctrico o magnético variante en el tiempo y transmitido por medio de la conductividad, o acoplamientos inductivos y capacitivos, a través del espacio libre o entre componentes. Las fuentes conmutadas son unas de las peores fuentes de EMI y RFI debido a las formas de onda inherentes de las corrientes y tensiones en ellas presentes.

El ruido conducido, es decir, corrientes de ruido que escapan del circuito final a través de las líneas de alimentación y/o cualquier línea entrante o saliente del mismo, se pueden manifestar de dos formas: modo común y modo diferencial. El ruido de modo común es aquel que sale del circuito sólo por los cables de alimentación y no por el cable de tierra, y puede ser medido sobre las líneas de alimentación. El ruido de modo diferencial es aquel que solo puede ser medido entre el cable de tierra y una de las líneas de alimentación. Las corrientes de ruido están en realidad saliendo por la línea de tierra. Cada tipo de ruido puede ser controlado por una topología de filtro específica y para cada diseño de fuente de alimentación puede requerir dos tipos de filtrado de entrada. Estos filtros tienen inductores y capacitores denominados “X” e “Y”. Los elementos tipo “X” se colocan entre las líneas de alimentación, filtrando el ruido de modo común y los elementos tipo “Y” se colocan entre las líneas de entrada y el cable de tierra, filtrando ruido de modo diferencial. Para contener de forma eficaz el ruido conducido en fuentes de alimentación, se utilizan capacitores cerámicos, los cuales ayudan a reducir el ruido de alta frecuencia, y deben colocarse lo más cerca posible de los conectores (entrada/salida). La idea general es bloquear, o derivar el ruido de interferencia. Esto se lleva a cabo colocando una alta impedancia en el camino de las corrientes de interferencia, y una derivación para llevarlas a su vez a masa por un camino de baja impedancia.

En las líneas de entrada de AC, un inductor acoplado con muy baja capacidad parasita, dos capacitores aptos (tipo X) entre las líneas, y pequeños capacitores (tipo Y) entre cada línea y tierra, deben ser suficientes para suprimir los ruidos de conmutación a niveles aceptables.

El arranque suave de la fuente se logra con un termistor NTC que ha sido colocado en serie con el circuito de entrada, lo que limita la corriente cuando se enciende la fuente. El fusible de entrada se elige de 3 A. ya que se estima una máxima de entrada de 2.72 A. Para la rectificación de la tensión de entrada se elige un puente de diodos estándar capaz de soportar la corriente nominal y las tensiones inversas de rectificación.

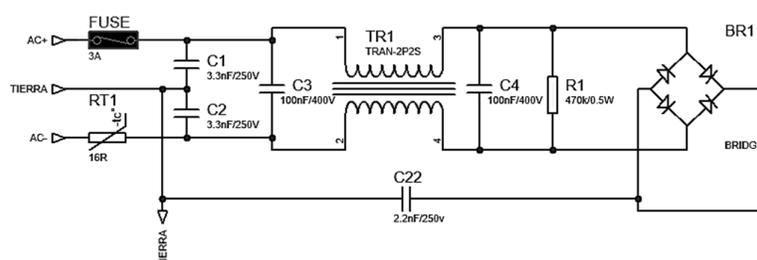


FIGURA 14: CIRCUITO DE ENTRADA CON FILTRO EMI Y RECTIFICACIÓN

2.3.4.3 Dispositivos de conmutación

El propósito principal de la etapa de llaves de potencia es convertir la entrada de continua DC en una tensión alterna modulada en ancho de pulso (PWM). Las etapas siguientes pueden usar un transformador para elevar o reducir la tensión (reducir en nuestro caso), y finalmente la etapa de salida convierte la tensión alterna en un valor continuo.

Hay 3 grandes grupos de llaves de potencia: los transistores de potencia BJT, los MOSFETs y los IGBT. Estos últimos son usados en aplicaciones industriales de alta potencia tales como fuentes de alimentación mayores a 1KW y control de motores. El IGBT tiene un tiempo de apagado mayor que el MOSFET, por lo que es utilizado en frecuencias menores a los 20KHz. El MOSFET de potencia es la opción más obvia en este tipo de aplicaciones hoy en día. Sonde reducido costo, muy bajas perdidas en saturación, y su velocidad de conmutación es de 5 a 10 veces más rápida que un BJT. Sumado a esto, el diseño con MOSFETs se simplifica bastante. El MOSFET puede verse como una fuente de corriente controlada por tensión. Para saturar un MOSFET se debe aplicar una tensión acorde entre los terminales Gate-Source (V_{gs}) que permita circular más corriente de la esperada por el Drenador. Las capacitancias parásitas del MOSFET causan delays en los tiempos de conmutación, por lo que el circuito de control debe ser capaz de manejar cargas capacitivas. Los criterios para la selección de los MOSFETs son:

$$V_{DSS} > V_{in} \text{ (311VDC)}$$

$$I_D > I_{in} \text{ (2.72pk)}$$

Dado a los efectos producidos por los componentes inductivos que generan transitorios elevados de corriente y tensión debido a la conmutación, es que se redimensionan los MOSFETs a utilizar, por lo que, en nuestro caso, optamos por 2 MOSFETs STW18NK80 (ver hoja de datos adjunta), los cuales poseen una tensión V_{DSS} de 800V y una corriente máxima I_D de 18A, valores suficientes para nuestra aplicación luego de las pruebas pertinentes.

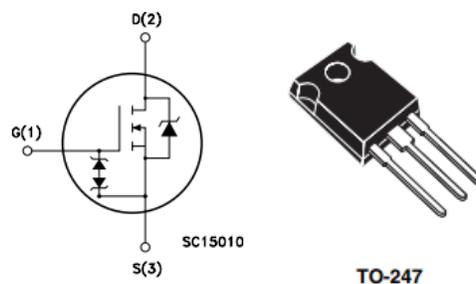


FIGURA 15: MOSFET STK18NK80 (2)

En cuanto a la etapa de salida, esta rectifica y filtra la forma de onda alterna de alta frecuencia que entrega el secundario del transformador. Como mencionamos anteriormente, el rectificador es de onda completa para con un transformador de punto medio, para lo que usamos rectificadores pasivos (diodos).

Dada la frecuencia de conmutación y para reducir a un mínimo las perdidas por tiempos de apagado inverso, se puede optar entre diodos ultra fast o schottky. Estos últimos

tienen una caída tensión directa de 0,3 a 0,6V y presentan un tiempo de recuperación inversa menor a 10nS. En cuanto a los diodos ultra fast, tienen generalmente tensión directa de 0,8 a 1,1V y presentan tiempos de recuperación inversa de entre 35 y 85nS y son utilizados en la etapa de salida cuando la tensión inversa vista por el diodo es muy alta para un diodo schottky.

En nuestro caso, hemos optado por diodos Schottky, ya que el criterio para la selección de los diodos es el siguiente:

$$V_{RRM} > 2V_{out} > 40VDC$$

$$I_{F(AV)} > I_{out(max)} > 30 A$$

Se utilizó el diodo MBR30200CT (Ver hoja de datos adjunta). El cual es un Diodo doble con una V_{RRM} de 200V y una $I_{F(AV)}$ de 30^a, el cual cumple con las características requeridas.

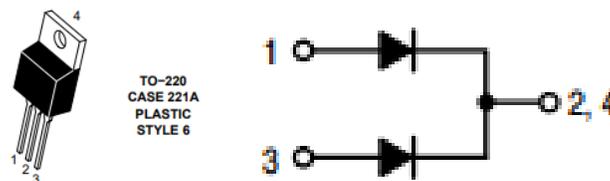


FIGURA 16: DIODO MBR30200CT (2)

2.3.4.4 Transformador

Lo primero a plantearse en la elección de un transformador es qué material se deberá utilizar para el núcleo. Los materiales están normalmente en coherencia con la frecuencia de conmutación de los dispositivos. Para frecuencias de entre 1kHz y 100kHz, los materiales con menores pérdidas son dos:

1 Ferrita

2 Polvo de Hierro

Los materiales de ferritas son básicamente una mezcla de óxido de hierro y otros materiales magnéticos apilados por chapas y que suelen adoptar varias formas de tipo convencional. Estos deben sus propiedades magnéticas sin que se sature ni se caliente en exceso.

Las ferritas presentan una alta resistividad eléctrica, pero con un rango pequeño de saturación por la densidad de flujo, comparada con las de polvo de hierro. Las ferritas sólo presentan pérdidas por histéresis. Ellas son los materiales elegidos para trabajar a altas frecuencias (superiores a 10kHz) debido a las bajas pérdidas.

La frecuencia de trabajo de nuestro transformador es de 50kHz, por lo que utilizamos un núcleo de ferrita, del cual tenemos varios tipos a escoger según a la frecuencia, potencia, forma, etc. En las fuentes conmutadas, es habitual el uso de materiales de saturación elevada y bajas pérdidas como son los materiales del tipo 3C81, 3C90, 3F3, N27 o N87. De todos ellos, hemos elegido el núcleo ETD59/31/22 N87 de la marca Epcos.

La razón principal para la elección este modelo y no otros es que su forma física nos permite una fácil construcción de este, sobre todo a la hora de bobinarlo, y el tamaño del mismo nos provee una potencia más que suficiente para nuestras necesidades.



FIGURA 17: NÚCLEO ETD CON SU RESPECTIVO CARRETE HORIZONTAL (3)

Las características magnéticas de este núcleo están provistas por la hoja de datos del fabricante y son las siguientes:

$$\Sigma l/A = 0.38 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_e = 139 \text{ mm}$$

$$A_e = 368 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 368 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 51200 \text{ mm}^3$$

$$B_{\max} = 320 \text{ mT}$$

Donde $\Sigma l/A$ es el factor de forma magnética, l_e es la longitud de trayectoria magnética efectiva, A_e la sección transversal magnética efectiva, A_{\min} la mínima sección transversal del núcleo, V_e el volumen magnético efectivo y B_{\max} es la densidad de flujo máxima.

Además, se definen la tensión nominal de entrada, la frecuencia de trabajo y la tensión nominal de salida ya mencionadas anteriormente.

Para el cálculo de los devanados primario partimos de la siguiente formula:

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{in(nom)}} \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B_{\text{max}} \cdot A_c}$$

$V_{\text{in(nom)}}$ - Voltaje de entrada nominal. Tomaremos esto como $0.5 \cdot 311\text{V}$, ya que los capacitores de bloqueo dividen la tensión de entrada a la mitad. Entonces.

f - La frecuencia de conmutación operativa en hercios. Dado que nuestra frecuencia de conmutación es de 50 kHz , $f = 50000$.

B_{max} - Densidad de flujo máxima en Gauss (1T = 10 4 Gauss). Utilizaremos una B_{max} de 1100 Gauss

A_c - Área transversal efectiva en cm² que para nuestro núcleo es de 3.68 cm²

La cantidad de vueltas del primario queda entonces:

$$N_{pri} = \frac{0.5 \cdot 311 \cdot 10^8}{4 \cdot 50000 \cdot 1100 \cdot 3.68} = 19.2$$

Aproximamos este valor a 20 vueltas.

La salida de nuestro convertidor DC-DC es 20 V. pero, teniendo en cuenta que habrá una caída de voltaje debido a los rectificadores de salida, la salida del transformador debe ser [1 4 + (Caída de tensión total debida a los diodos)] V en todos los voltajes de entrada, es decir, desde un mínimo de 175Vac (247Vdc) hasta 240Vac (339Vdc).

Se toma un voltaje de salida del transformador de 22Vdc en el cual se contemplan las caídas en los diodos y cualquier otra perdida, para asegurarnos de obtener a la salida siempre 20V con un cierto margen para el controlador de PWM.

Para el controlador PWM, se toma un ciclo de trabajo máximo en 96%. Para así dejar una brecha que permita un tiempo muerto que impida la conmutación simultanea de los MOSFETs.

A la tensión de entrada mínima (cuando $V_{in} = V_{in(min)}$), el ciclo de trabajo será máximo. Por lo tanto, el ciclo de trabajo será del 96% cuando $V_{in} = 247Vdc = V_{in(min)}$. En el ciclo de trabajo máximo igual a 96%, el voltaje promedio para el transformador será:
 $0.96 \cdot 0.5 \cdot 247V = 118.5V$.

Por lo tanto, la relación de tensión (primaria: secundaria) = 118.5V: 22V = 5.4

Dado que la relación de tensión (primaria: secundaria) = 5.39, la relación de giros (primaria: secundaria) también debe ser 5.39, entonces tendremos:

$$N = 5.39$$

$$N_{pri} = 20$$

$$N_{sec} = N_{pri} / N = 20 / 5.39 = 3.70$$

Nuevamente aproximamos hacia un valor entero por lo que las vueltas del primario serán 4+4 vueltas.

Para verificar el cálculo de vueltas del primario y secundario anterior, hemos recurrido a la ayuda de un software especializado en este tipo de cálculos corroborando los datos obtenidos analíticamente.

El software es el ExcellentIT.exe en su versión 4.0.0.0 del autor Vladimir Denisenko.

Este software ya trae una extensa base de datos de distintos núcleos y materiales (las cuales igualmente fueron corroboradas), por lo que solo se deben cargar los parámetros de diseño tales como la densidad de flujo máxima a utilizar, la frecuencia de trabajo, el ciclo de trabajo máximo, las tensiones nominales de entrada y salida, la corriente de salida y los diámetros de los conductores a utilizar.

El software calcula automáticamente la cantidad de vueltas tanto en el primario como en el secundario y la cantidad de conductores a utilizar para el bobinado.

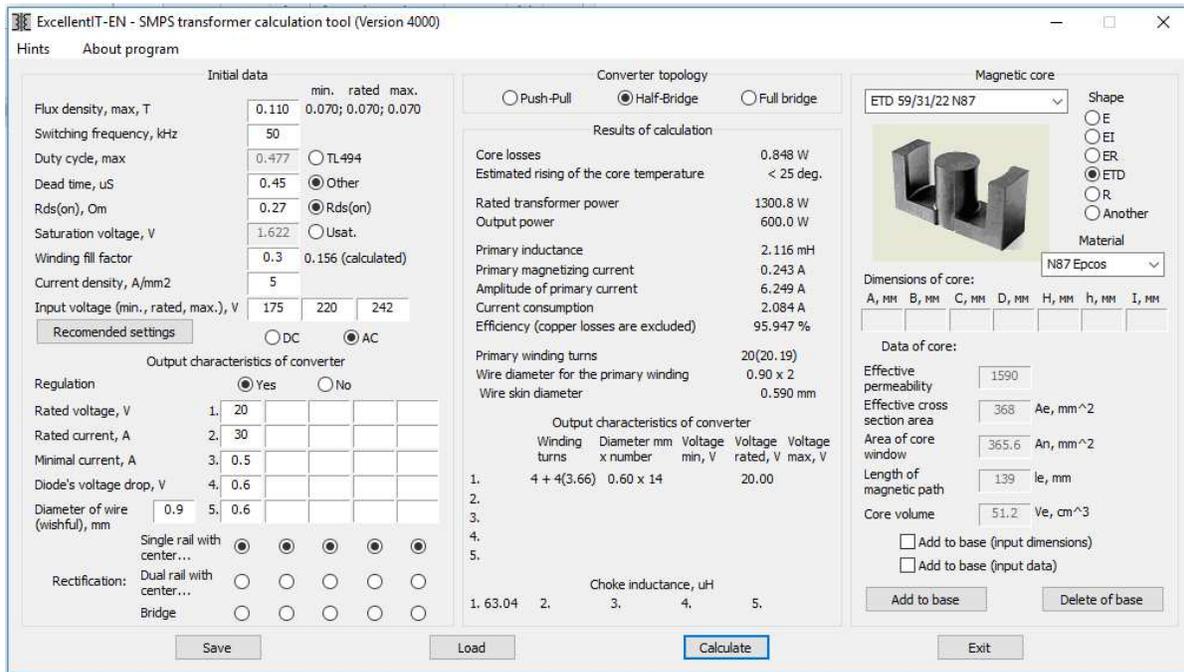


FIGURA 18: HERRAMIENTA DE CÁLCULO DE TRANSFORMADORES PARA FUENTES CONMUTADAS

Como se aprecia en la figura 18, el primario lleva 20 vueltas de dos hilos conductores de 0.9mm de diámetro, y el secundario necesita 4 vueltas (con punto medio) de 14 hilos de 0.6mm de diámetro.

Como vemos, los resultados obtenidos son similares a los calculados manualmente.

2.3.4.5 Filtro de salida

El filtro de salida es un sencillo filtro pasa bajos LC que elimina todas las componentes armónicas de alta frecuencia entregando una señal casi continua.

Si analizamos cada componente, podemos decir que el propósito de la bobina es almacenar energía para la carga en los tiempos en que los MOSFETs de potencia están apagados (tiempos muertos). Su función eléctrica es integrar los pulsos rectangulares en una continua dc. Como el inductor es operado en modo continuo, nunca debe ser completamente vaciado de su energía. Su diseño es relativamente simple. En nuestro caso utilizamos un toroidal de polvo de hierro y lo calculamos como:

$$L_{min} = \frac{[V_{in(max)} - V_{out}] \cdot T_{off(est)}}{1,4 \cdot I_{out(min)}}$$

$V_{in(max)}$: es la máxima tensión pico a la salida del rectificador esperada cuando la tensión de entrada de la fuente es máxima (y el ciclo de trabajo mínimo).

V_{out} : es la tensión de salida de la fuente deseada.

$T_{off(est)}$: es el tiempo estimado de encendido de los MOSFETs a la mayor tensión de entrada de línea (30% de $1/f_{op}$ es una buena estimación).

I_{out} : es la corriente de salida de la fuente.

$$L_{min} = \frac{(24 - 20) \cdot 6 \cdot 10^{-6}}{1.4 \cdot 30} = 5.7 \mu H y$$

Este es el valor mínimo de inductancia por debajo del cual el toroide vaciaría su energía por completo en las peores condiciones de trabajo, hasta que el circuito PWM logre estabilizar el ciclo de trabajo.

El cálculo del capacitor de salida se determina solamente decidiendo cual es el valor de ripple pico a pico deseado en el voltaje de salida de la fuente. El voltaje de ripple de salida es una onda de alterna triangular montada en la tensión dc a la salida. El ripple máximo según nuestro diseño es de 300 mVp-p. Para calcular el valor del capacitor de filtrado de salida utilizamos la siguiente ecuación:

$$C_{out(min)} = \frac{I_{out(max)} \cdot (1 - \partial_{(min)})}{f \cdot V_{ripple(pk-pk)}}$$

$I_{out(max)}$: Máxima corriente de salida esperada para la salida correspondiente.

$\partial_{(min)}$: Es el menor ciclo de trabajo esperado, a la mayor tensión de entrada y mayor carga esperadas (un estimado de 0,3 es apropiado).

$V_{ripple(pk-pk)}$: Es el ripple pico a pico deseado para la salida considerada.

$$C_{min} = \frac{30 \cdot (1 - 0.3)}{50000 \cdot 0.300} = 1400 \mu F$$

2.3.4.6 Control PWM y Bootstrap

El control PWM de la conmutación de los transistores que se encargan de controlar la tensión del primario del transformador, están a cargo del driver SG3525 (ver hoja de datos adjunta). Sus principales características son:

- Operación de 8.0 V a 35 V
- 5.1 V \pm 1.0% de referencia recortada
- Rango de oscilador de 100 Hz a 400 kHz
- Pin de sincronización del oscilador separado
- Control de tiempo muerto ajustable
- Bloqueo de subtensión de entrada
- Latch de PWM para prevenir pulsos múltiples

- Apagado pulso por pulso
- Salidas dual de 400 mA pico

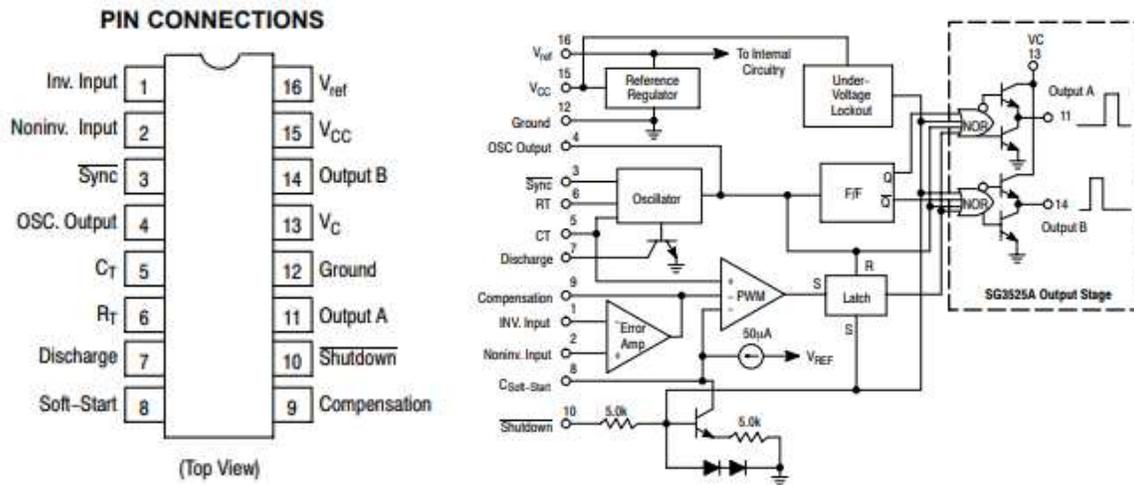


FIGURA 19: DRIVER SG3525A Y SU RESPECTIVO DIAGRAMA INTERNO (2)

La frecuencia de trabajo queda determinada por la resistencia y capacitor conectados a los pines R_T y C_T respectivamente (50kHz en nuestro diseño).

La resistencia conectada entre el pin R_T y El pin de descarga determina el tiempo muerto para evitar el disparo simultaneo de los MOSFETs.

En el pin no inversor (2) se conecta la realimentación de la salida final del circuito, la cual es comparada con la tensión del pin inversor (1) y esta es la que determina el ciclo de trabajo para mantener una salida estable.

La realimentación se hace a través de un optoacoplador para una correcta aislación entre la salida y la entrada de la fuente.

Los pines 11 y 14 son las señales de disparos de los mosfets.

Como se mencionó anteriormente, el transistor de la parte superior del circuito necesita un bootstrap capaz de mantener una tensión V_{gs} adecuada para que este pueda dispararse correctamente, ya que el surtidor de este MOSFET no está referenciado a masa, sino a un punto flotante del circuito. Es por esto que se utiliza el driver IR2110 (Ver hoja de datos adjunta) que es el encargado de tomar una muestra de señal de ese punto (Surtidor del MOSFET) y suministrar en el gate de este una tensión adecuada para su disparo.

Las principales características de este driver son las siguientes:

- Canal flotante diseñado para la operación Bootstrap Totalmente operativo a + 500V Tolerante a tensiones transitorias negativas, e inmune a dV/dt.
- Rango de salida de 10 a 20 V
- Bloqueo de subtensión para ambos canales.
- Compatible con lógica 3.3V; Rango de suministro lógico separado de 3.3V a 20V; Tierra lógica y potencia ± 5V offset.

- Entradas activadas por Schmitt CMOS.
- Lógica de apagado Ciclo por ciclo activada por flanco
- Retardo de propagación emparejado para ambos canales
- Salidas en fase con las entradas.

Typical Connection

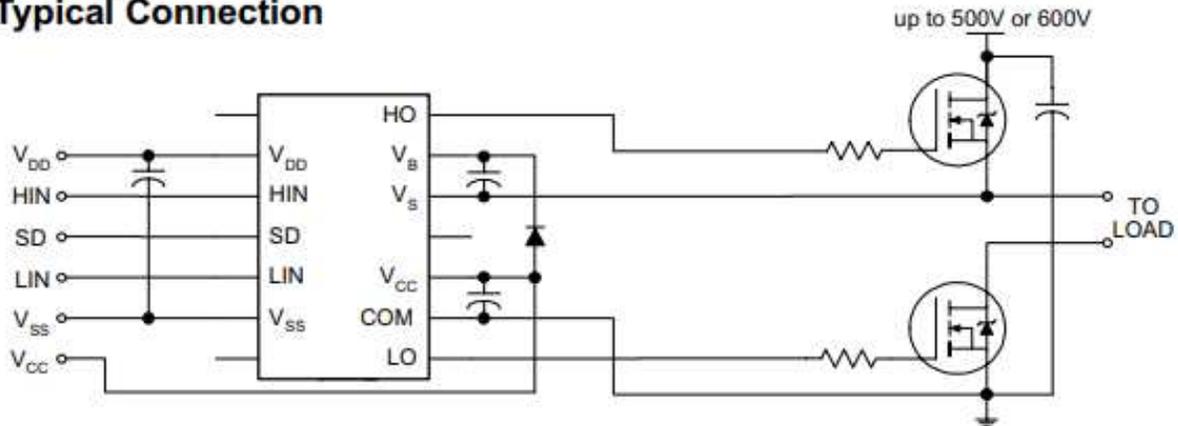


FIGURA 20: CONEXIÓN TÍPICA DEL DRIVER IR2110 (2)

En los pines de entrada HIN y LIN se conectan las salidas del driver SG3523A y el driver IR2110 se encarga de reproducirlas en sus pines HO y LO respectivamente con los valores de amplitud de señal adecuados para disparar ambos MOSFETs.

2.3.4.7 Diseño final de la fuente Half Bridge

Luego de haber analizado en detalle cada parte del circuito se presenta el esquema completo de este junto con su vista 3D del circuito:

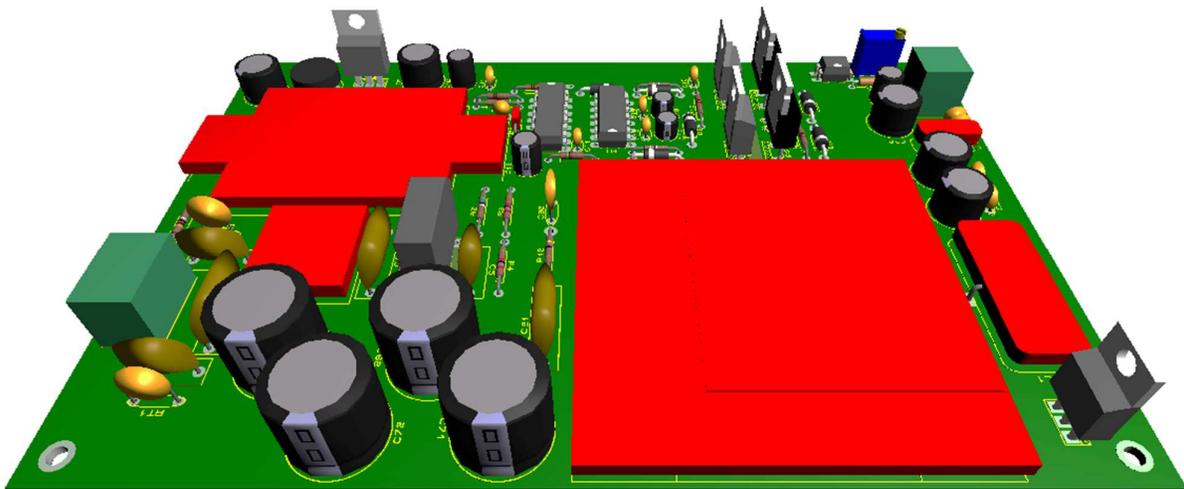


FIGURA 21: DISEÑO 3D DE LA FUENTE HALF BRIDGE

2.4 Conversores Vi a 12, 24 y 56 voltios

Esta etapa de conversores tiene como principal objetivo, adaptar un nivel de tensión de entrada continua, en otro nivel de tensión de salida, regulado y a niveles necesarios según los requerimientos de los equipos a conectar.

Este nivel de tensión de entrada puede provenir de la fuente principal, que es la encargada de suministrar la energía necesaria mientras haya suministro energético de la red comercial, en este caso 20 volt, o bien desde el banco de baterías en los momentos donde se corta el suministro energético de la red comercial. Este nivel de tensión varía según el nivel de carga del banco de baterías y puede fluctuar entre 11,5V y 14,1V.

Teniendo en cuenta estas condiciones, podemos decir que estamos en presencia de una fuente de tensión con un nivel de voltaje de entrada no regulado y uno o varios niveles de tensión de salida regulados.

Existen dos grandes grupos de fuentes que cumplen con estas características:

Por un lado, encontramos las **fuentes o reguladores lineales** que, si bien tienen como gran ventaja, la simplicidad de sus circuitos, estos suelen ser de potencias bajas y su rendimiento es muy limitado, entre el 30% y 60%, siendo disipada en forma de calor el resto de la energía. Sumado a esto, tienen la limitante de que el nivel de tensión de salida solo puede ser menor al nivel de tensión de entrada.

Es por todo esto que se han descartado por completo este tipo de fuentes en el diseño, para dar lugar a fuentes que ofrezcan mayores ventajas y, sobre todo, un rendimiento más elevado, ya que el aprovechamiento de la mayor cantidad de energía almacenada en el banco de baterías es nuestro principal objetivo.

Los **convertidores continua – continua** son capaces de transformar una tensión de entrada continua, generalmente no regulada, en una tensión de salida también de corriente continua, con un valor distinto y regulado. De forma simplificada se puede pensar que realizan la misma función que los transformadores, pero con corriente continua.

Estos convertidores son dispositivos electrónicos formado por uno o más conmutadores (transistores y diodos) y elementos almacenadores de energía (condensadores y bobinas).

La regulación de este nivel de voltaje se logra forzando a que se almacene la suficiente energía en la bobina o capacitor y después, a otro tiempo se cambie la polaridad o la disposición de dicho elemento para descargar esa misma energía acumulada en la salida. Esto se hace una y otra vez. De hecho, por eso se les llama circuitos de conmutación.

Según la aplicación, los convertidores CC-CC pueden tener distintas topologías, ya sean básicos, con solo dos elementos almacenadores de energía (una bobina y un condensador), o de orden elevado, con mayor número de estos elementos.

Desde el punto de vista de su arquitectura interna, este tipo de convertidores se agrupan según su capacidad para realizar transformaciones en las que la tensión de entrada se reduce, se eleva, o se reduce o eleva indistintamente. Se analizarán, a continuación, las

estructuras más sencillas: reductores de voltaje (convertidor buck), elevadores de voltaje (convertidor boost) y reductores-elevadores de voltaje (convertidor sepic).

2.4.1 Convertidor reductor o buck

Como bien lo indica su nombre, Se denominan reductores aquellos convertidores cc/cc cuya tensión de salida es siempre inferior a la de entrada.

Para poder entender el principio de funcionamiento básico de este convertidor, analizamos la siguiente figura:

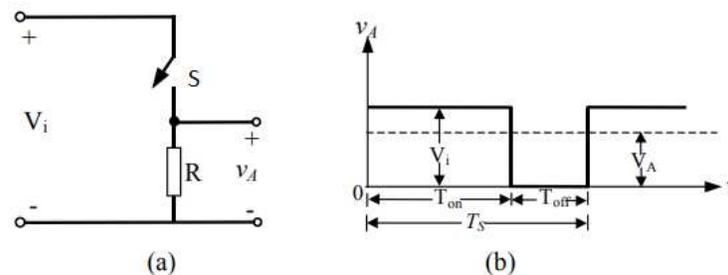


FIGURA 23: PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR BUCK

En la figura 23.a suponemos un interruptor S ideal, un voltaje de entrada constante V_i y una carga puramente resistiva R . Cuando se cierra el interruptor S durante un tiempo T_{on} , el voltaje de entrada V_i aparece a través de la carga R . Si el interruptor se mantiene abierto durante un tiempo T_{off} , el voltaje a través de la carga es cero.

La forma de onda del voltaje de salida sobre la carga se muestra en la figura 23.b como función de la posición del interruptor S . El voltaje medio de salida se calcula en términos de la relación de trabajo del interruptor:

$$V_A = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = \frac{T_{on}}{T_s} V_i = D V_i$$

$$V_A = D V_i$$

Donde T_s es el periodo y D es el ciclo de trabajo.

Como se puede deducir fácilmente, D puede tomar cualquier valor en el intervalo $[0,1]$ de forma que el valor medio de la tensión de salida puede variar entre 0 y V_i , y este varía linealmente con el ciclo de control.

En algunas aplicaciones puede ser suficiente controlar la componente continua de una salida de pulsos como la mostrada en la figura 22.b, pero muchas veces el objetivo es producir una salida que sea continua pura. Una manera de obtener una salida continua en el circuito de la figura 23.a es insertar un filtro paso bajo después del interruptor. En la figura 24 se muestra un filtro paso bajo con una bobina y un condensador (L-C) añadido al convertidor básico analizado anteriormente. El diodo proporciona un camino a la corriente de la bobina cuando el interruptor está abierto y se polariza en inversa cuando el interruptor está cerrado.

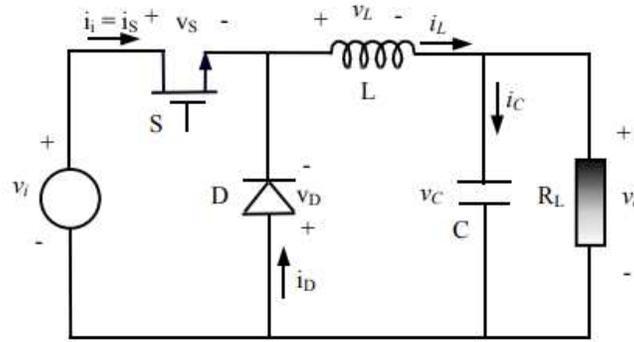


FIGURA 24: DISEÑO BÁSICO DEL CONVERTIDOR BUCK

Como podemos observar, el interruptor de dos posiciones se materializa como un MOSFET de potencia, dado que es el que más habitualmente se utiliza en estos convertidores por su velocidad de conmutación y bajas pérdidas.

Para analizar el convertidor reductor de la figura 23.a, comenzaremos suponiendo lo siguiente:

1. El circuito opera en régimen permanente.
2. La corriente en la bobina es permanente (siempre positiva).
3. El valor del condensador es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante a una tensión V_o (Más adelante obviaremos esta restricción para mostrar los efectos de una capacitancia finita).
4. El periodo de conmutación es T ; el interruptor estará cerrado un tiempo DT y estará abierto el resto del tiempo, $(1 - D)T$.
5. Los componentes son ideales.

La clave del análisis para determinar la salida V_o es examinar, en primer lugar, la corriente y la tensión en la bobina cuando el interruptor está cerrado y luego con el interruptor abierto. La variación neta de corriente en la bobina en un periodo debe ser cero en régimen permanente. La tensión media en la bobina es cero.

Análisis con el interruptor cerrado. Cuando el interruptor está cerrado en el convertidor reductor de la figura 24, el diodo se polariza en inversa y el circuito equivalente es el mostrado en la figura 25.

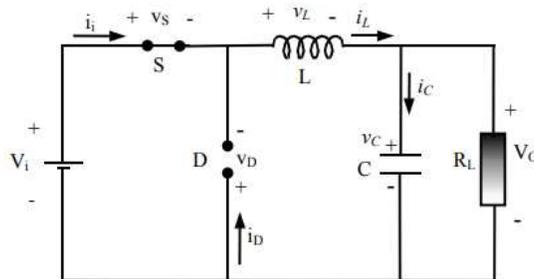


FIGURA 25: CONVERTIDOR BUCK DURANTE EL INTERVALO TON

La tensión en la bobina es:

$$V_l = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

Como la derivada de la corriente es una constante positiva, la corriente aumenta linealmente como se muestra en la Figura 26. La variación de corriente cuando el interruptor está cerrado se calcula modificando la ecuación anterior:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

$$(\Delta i_L)_{Cerrado} = \left(\frac{V_s - V_o}{L}\right) DT \quad (2)$$

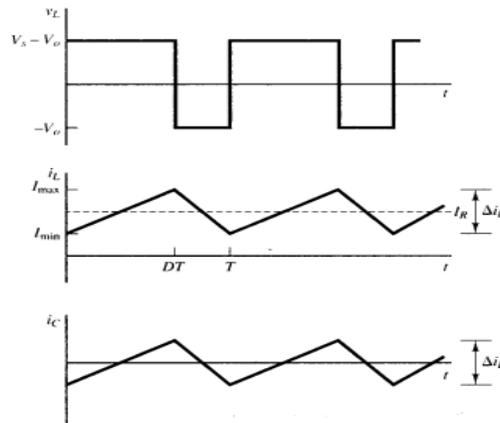


FIGURA 26: FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR BUCK (A) TENSION EN LA BOBINA. (B) CORRIENTE EN LA BOBINA. (C) CORRIENTE EN EL CONDENSADOR

Análisis con el interruptor abierto. Cuando el interruptor está abierto, el diodo se polariza en directa para dejar pasar la corriente de la bobina y se aplica el circuito equivalente de la figura 24. Cuando el interruptor está abierto, la tensión en la bobina es:

$$V_l = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad (\text{Interruptor abierto})$$

La derivada de la corriente en la bobina es una constante negativa, y la corriente disminuye linealmente como se muestra en la figura 26. La variación de corriente en la bobina cuando el interruptor está abierto es:

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

$$(\Delta i_L)_{Abierto} = -\left(\frac{V_o}{L}\right) (1 - D)T \quad (3)$$

En la operación en régimen permanente es necesario que la corriente de la bobina sea la misma al final y al principio de cada ciclo de conmutación, por lo que la variación neta de la corriente de la bobina en un periodo será cero. Para ello se debe cumplir:

$$(\Delta i_L)_{Cerrado} + (\Delta i_L)_{Abierto} = 0$$

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

$$V_o = V_s D$$

Nuevamente demostramos que la tensión de salida para las condiciones antes mencionadas no depende de los valores de la inductancia ni de la capacitancia del circuito, y solo depende del ciclo de trabajo del circuito.

Así mismo, cabe destacar que en la práctica no son asequibles los valores extremos de la relación de conducción. El intervalo habitual de valores de D va, aproximadamente, de 0,1 a 0,9; lo cual indica que no es posible obtener directamente, con la topología de la figura 24, valores de la tensión de salida mucho más bajos que la tensión de entrada o muy próximos a la tensión de entrada. Además, en la práctica, la tensión de salida no puede igualar la tensión de entrada dada la presencia de pérdidas debidas a elementos parásitos y a las propias pérdidas de los semiconductores.

Como mencionamos, la tensión de salida sólo depende de la entrada y del ciclo de trabajo D . Si la tensión de entrada fluctúa, la tensión de salida puede regularse ajustando el ciclo de trabajo adecuadamente. Se precisa un bucle de realimentación para muestrear la tensión de salida, compararla con una referencia y configurar correctamente el ciclo de trabajo del conmutador.

La corriente media en la bobina debe ser igual a la corriente media en la resistencia de carga, porque la corriente media en el condensador debe ser nula cuando opera en régimen permanente:

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

Como la variación de corriente en la bobina se puede calcular utilizando las ecuaciones 2 y 3, los valores mínimo y máximo de la corriente en la bobina se calcularán de la siguiente manera

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1 - D) T \right] = V_o \left[\frac{1}{R} + \frac{(1 - D)}{2Lf} \right]$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1 - D) T \right] = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1 - D)}{2Lf} \right] \quad (4)$$

Siendo $f = 1/T$ la frecuencia de conmutación en hercios.

Para que el análisis anterior sea válido, es necesario verificar que existe corriente permanente en la bobina. Una forma sencilla de hacer esta comprobación es calcular la corriente mínima en la bobina utilizando la ecuación 4. Como el valor mínimo de la corriente en la bobina debe ser positivo para tener una corriente permanente, no está permitido que el mínimo calculado utilizando la ecuación 4 sea negativo, debido al diodo y dicha situación indicaría que la corriente es discontinua. El circuito funcionará con corriente discontinua en la bobina, pero el análisis anterior no será válido.

Podemos utilizar la ecuación 4 para determinar la combinación de L y f que producirá corriente permanente. Como $I_{min}=0$ es el límite entre la corriente permanente y la corriente discontinua:

$$I_{min} = 0 = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1 - D)}{2Lf} \right]$$

$$(Lf)_{min} = \frac{(1-D)R}{2}$$

Si fijamos la frecuencia de conmutación deseada podemos obtener fácilmente el inductor mínimo para que la corriente sea permanente:

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

En el análisis anterior hemos supuesto que el capacitor era muy grande para que la tensión de salida fuese constante. Pero, en la práctica es posible mantener perfectamente constante la tensión de salida con una capacidad finita. La variación periódica de la tensión de salida, o rizado, se calcula a partir de la relación entre la tensión y la corriente del condensador. La corriente en el condensador es:

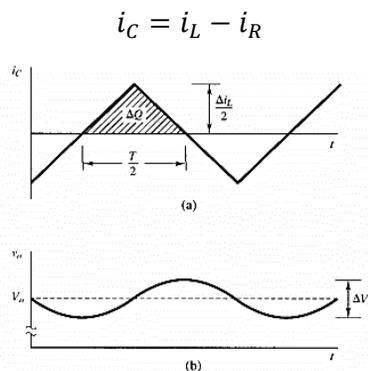


FIGURA 27: FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR. (A) CORRIENTE EN EL CONDENSADOR. (B) TENSIÓN DE RIZADO EN EL CONDENSADOR.

La figura 27. muestra esta corriente.

El condensador se cargará mientras sea positiva la corriente en el mismo. Aplicando la definición de capacidad:

$$Q = CV_o$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o$$

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

Podemos calcular la variación de la carga, ΔQ , es el área del triángulo situado por encima del eje de tiempos:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8}$$

Combinando las dos últimas ecuaciones, obtenemos que:

$$\Delta V_o = \frac{T\Delta i_L}{8C}$$

Al sustituir Δi_L por el valor obtenido en la ecuación 3 obtenemos:

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \left(\frac{V_o}{L} \right) (1 - D)T = \frac{V_o(1 - D)}{8LCf^2}$$

Utilizando el mismo valor de frecuencia y la inductancia calculada anteriormente, podemos calcular fácilmente el capacitor mínimo a utilizar para el valor de rizado deseado.

Observando las ecuaciones obtenidas, no es difícil advertir la relación que existe entre la frecuencia de conmutación y los valores capacitivos e inductivos requeridos, concluyendo que, al aumentar la frecuencia de conmutación, se disminuyen dichos valores. Aunque esto tiene como contrapartida el aumento de las pérdidas en los dispositivos de conmutación y con ello la disminución del rendimiento. Los valores típicos de conmutación de estos circuitos rondan entre los 20 kHz y los 80 kHz, aunque también pueden encontrarse diseños de cientos de kilohercios.

En el diseño implementado observamos el siguiente circuito:

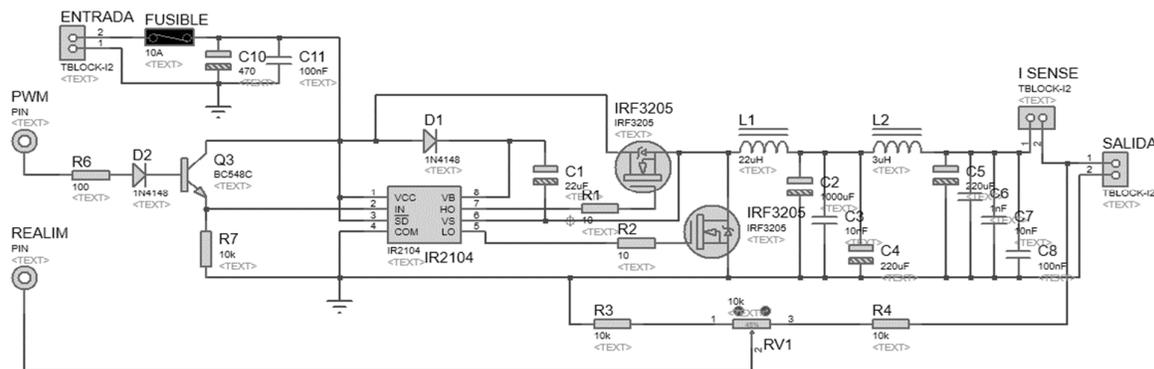


FIGURA 28: ESQUEMA CONVERTIDOR BUCK

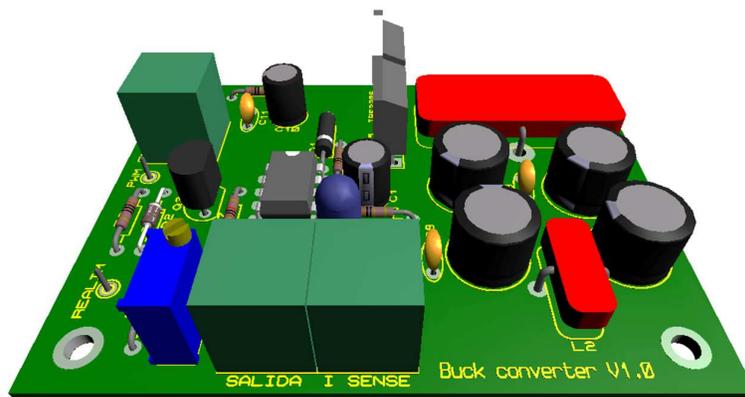


FIGURA 29: VISTA 3D CONVERTIDOR BUCK

Las condiciones de diseño de nuestro convertidor son:

Frecuencia de conmutación: 40kHz

Voltaje de salida: 14.3V

Corriente de salida: 10A

La inductancia mínima para una corriente estable de 10A la obtenemos de la ecuación descripta con anterioridad:

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

D es el ciclo de trabajo que lo definimos en el 50% para tener buen margen para variar este ciclo de trabajo y así regular el voltaje de salida para que sea estable.

R es de 1,33 ohm que es la resistencia equivalente para consumir los 10A

Entonces:

$$L_{min} = \frac{(1 - 0.5) * 1.33}{2 * 40000} = 8.33\mu H$$

De la misma forma calculamos la capacitancia mínima a partir de la ecuación:

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

Despejamos el valor de C de esta ecuación y hacemos el cálculo para un ΔV_o del 2% (0.4V):

$$C = \frac{20 * (1 - 0.5)}{0.4 * 8 * (8.33 * 10^{-6}) * 40000^2} = 234.5\mu F$$

Estos son valores mínimos, por lo que en el circuito implementado estos valores fueron redimensionados.

La bobina L2 junto con los capacitores adyacentes son un segundo filtro para mejorar las respuestas de salida.

El diodo de marcha libre se ha reemplazado por un MOSFET que conmuta coordinadamente con el MOSFET de switcheo, ya que este presenta mejores respuestas y por consiguiente menores pérdidas para el circuito.

La conmutación está controlada por el circuito integrado IR2104 (Ver hoja de datos adjunta) que es un driver específico controlador de MOSFET e IGBT de alta tensión y alta velocidad de respuesta con 2 canales de salida independientes, uno de lado alto que funciona además como bootstrap, encargándose de suministrar una señal con los niveles de tensión V_{gs} adecuados para el disparo del MOSFET (Como se explicó anteriormente en el diseño de la fuente Half Bridge), que ya que el MOSFET que funciona como llave no está referenciado a masa y otro de lado bajo que posee una señal de similares características que la anterior, pero invertida y que es la encargada de disparar el MOSFET que reemplaza al diodo de marcha libre.

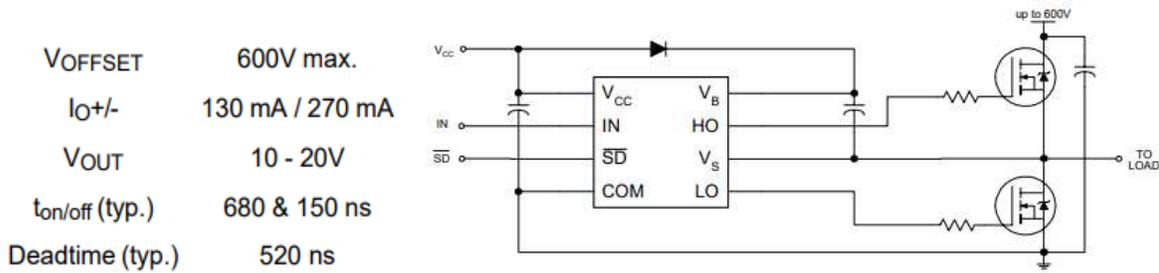


FIGURA 30: CARACTERÍSTICAS Y ESQUEMA BÁSICO IR2104 (2)

La señal de conmutación está controlada por un microcontrolador, el cual también está conectado a una realimentación que censa constantemente el voltaje de salida para así poder determinar el valor exacto del ciclo de trabajo PWM necesario para obtener un nivel de tensión estable y adecuado a la salida.

2.4.2 Convertidor elevador o boost

Este tipo de convertidores los utilizamos cuando deseamos un aumento de la tensión de salida con relación a la tensión de entrada, la cual no necesariamente tiene que ser regulada. 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.

En la Figura 31 se muestra el circuito básico del convertidor elevador. Éste, al igual que el anterior, también funciona abriendo y cerrando periódicamente un interruptor electrónico.

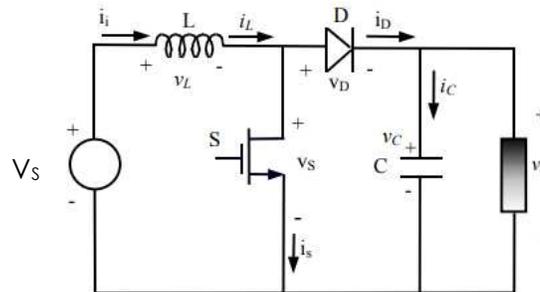


FIGURA 31: DISEÑO BÁSICO DEL CONVERTIDOR BOOST

En el análisis del circuito se hacen las siguientes suposiciones:

1. El circuito opera en régimen permanente.
2. El periodo de conmutación es T y el interruptor está cerrado un tiempo DT y está abierto el resto del tiempo, $(1 - D)T$.
3. La corriente en la bobina es permanente (siempre positiva).
4. El condensador es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante y su valor es V_o .
5. Los componentes son ideales.

Para comenzar el análisis examinaremos la tensión y la corriente en la bobina con el interruptor cerrado y con el interruptor abierto.

Análisis con el interruptor cerrado:

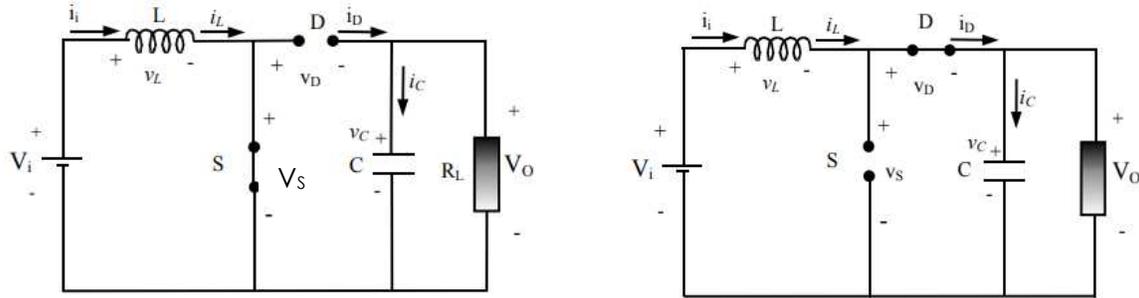


FIGURA 32: CONVERTIDOR BOOST DURANTE LOS INTERVALOS TON Y TOFF RESPECTIVAMENTE

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo está polarizado en inversa. La ley de Kirchhoff para las tensiones en la malla que incluye la fuente, la bobina y el interruptor cerrado es:

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

El ritmo de variación de la corriente es una constante, por lo que la corriente aumenta linealmente cuando el interruptor está cerrado, como se muestra en la figura 33b.

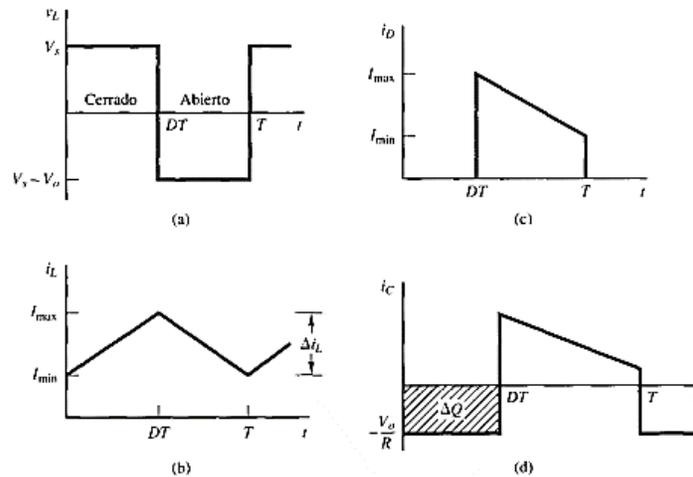


FIGURA 33: FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR ELEVADOR BOOST. (A) TENSIÓN EN LA BOBINA. (B) CORRIENTE EN LA BOBINA. (C) CORRIENTE EN EL DIODO. (D) CORRIENTE EN EL CONDENSADOR

La variación de corriente en la bobina se calcula utilizando:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S}{L}$$

Despejando Δi_L cuando el interruptor está cerrado obtenemos:

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_S DT}{L} \tag{5}$$

Análisis con el interruptor abierto. Cuando el interruptor está abierto, la corriente en la bobina no puede variar de forma instantánea, por lo que el diodo se polariza en directa para proporcionar un camino a la corriente de la bobina. Suponiendo que la tensión de salida V_o es constante, la tensión en la bobina es:

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

El ritmo de variación de corriente en la bobina es una constante, por lo que la corriente debe variar linealmente cuando el interruptor esté abierto. La variación en la corriente de la bobina con el interruptor abierto es:

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

Por lo que:

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L}$$

Como en régimen permanente, la variación neta de la corriente en la bobina es igual a cero, igualamos las ecuaciones de $(\Delta i_L)_{abierto}$ y $(\Delta i_L)_{cerrado}$ para obtener la ecuación de la tensión de salida:

$$\begin{aligned} (\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} &= 0 \\ \frac{V_s DT}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} &= 0 \end{aligned}$$

Operando algebraicamente y despejando V_o obtenemos:

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

Esta ecuación muestra que, si el interruptor siempre está abierto y D es cero, la salida es igual a la entrada. Al aumentar el ciclo de trabajo, el denominador de esta Ecuación disminuirá y la salida será mayor que la entrada. El convertidor elevador produce una tensión de salida mayor o igual a la tensión de entrada. Sin embargo, la salida no puede ser menor que la entrada, como sucedía con el convertidor reductor.

Cuando el ciclo de trabajo del interruptor se aproxime a la unidad, la salida se hará infinita. Sin embargo, esta ecuación se calculó en base a componentes ideales. Los componentes reales, que producen pérdidas, impedirán que la salida se haga infinita.

La corriente media en la bobina se calculará teniendo en cuenta que la potencia entregada por la fuente debe ser igual a la potencia absorbida por la resistencia de carga. La potencia de salida es:

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

Además, la potencia de entrada es $V_s I_s = V_s I_L$. Igualando la potencia de entrada y la potencia de salida y usando la ecuación de V_o obtenida anteriormente obtenemos:

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

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

Las corrientes máxima y mínima en la bobina se determinan utilizando el valor medio y la variación de corriente dada por la Ecuación 5:

$$I_{m\acute{a}x} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s D T}{2L}$$

$$I_{m\acute{i}n} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s D T}{2L}$$

La ecuación para calcular V_o se ha obtenido suponiendo que la corriente en la bobina era permanente y siempre positiva. Para que la corriente en la bobina sea permanente es necesario que $I_{m\acute{i}n}$ sea positiva. Por tanto, el límite entre las corrientes permanente y discontinua en la bobina se calcula utilizando:

$$I_{m\acute{i}n} = 0 = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s D T}{2L}$$

$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{V_s D T}{2L} = \frac{V_s D}{2L f}$$

Por tanto, la combinación mínima de inductancia y frecuencia de conmutación para obtener corriente permanente en el convertidor elevador será:

$$(L f)_{m\acute{i}n} = \frac{D(1-D)^2 R}{2}$$

$$L_{m\acute{i}n} = \frac{D(1-D)^2 R}{2 f}$$

Rizado de la tensión de salida

Las ecuaciones anteriores se han desarrollado suponiendo que la tensión de salida era constante y, por tanto, que la capacidad era infinita. En la práctica, una capacidad finita producirá una pequeña fluctuación o rizado en la tensión de salida.

El rizado pico a pico de la tensión de salida puede calcularse a partir de la forma de onda de la corriente en el condensador, mostrada en la figura 33d. La variación de la carga del condensador puede calcularse utilizando:

$$|\Delta Q| = \frac{V_o}{R} D T = C \Delta V_o$$

Por lo que la ecuación de rizado sería:

$$\Delta V_o = \frac{V_o D T}{R C} = \frac{V_o D}{R C f}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

Siendo f, la frecuencia de conmutación en Hertz.

Despejando el valor de C, podemos calcular el mínimo valor del capacitor, necesario para el valor de rizado máximo deseado.

$$C_{min} = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DV_o}{Rf(\Delta V_o)_{máx}}$$

El circuito real implementado es el siguiente:

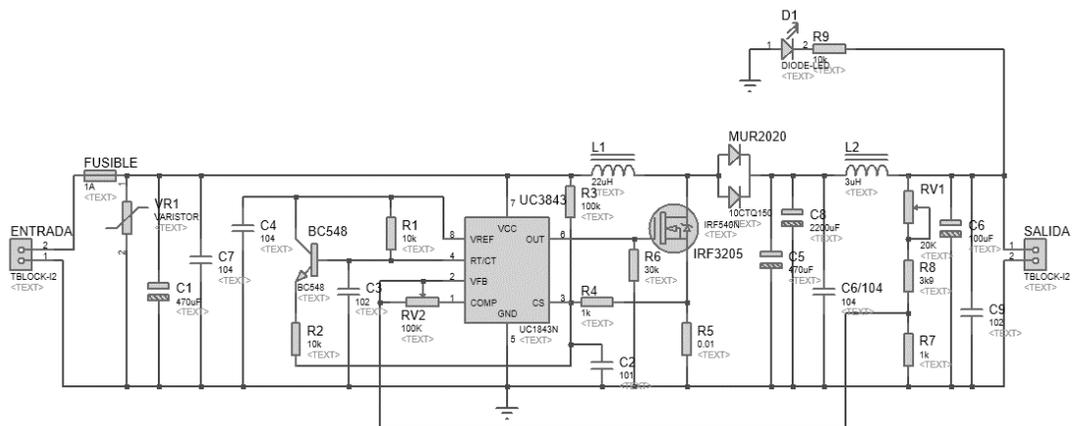


FIGURA 34: ESQUEMA CONVERTIDOR BOOST

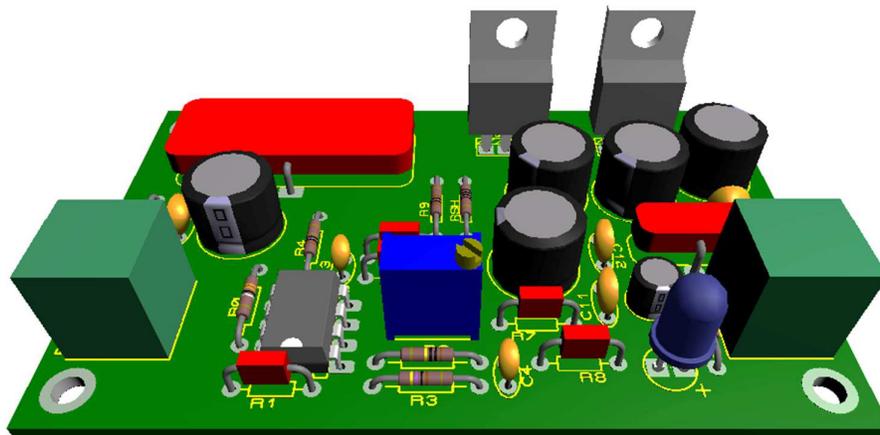


FIGURA 35: VISTA 3D CONVERTIDOR BOOST

En este circuito se basa en el circuito integrado UC3843 (ver hoja de datos adjunta) que es un dispositivo especializado para control PWM de frecuencia fija. Están diseñados especialmente para aplicaciones de convertidores fuera de línea como los utilizados, con componentes externos mínimos. Estos circuitos integrados cuentan con un oscilador recortado para un control preciso del ciclo de trabajo, una referencia de temperatura compensada, un amplificador de error de alta ganancia, un comparador de detección de corriente y una salida de señal de disparo de MOSFET de potencia.

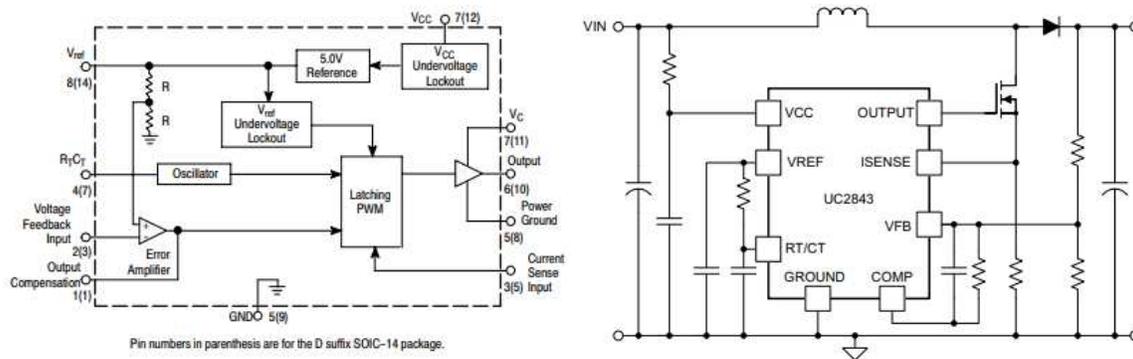


FIGURA 36: DIAGRAMA INTERNO Y ESQUEMA BÁSICO DEL UC3843 (2)

El dispositivo no solo genera la señal PWM necesaria (a una frecuencia dada por los valores de R1-C3), sino que, además, gracias a su realimentación (pin 2) se autorregula para mantener el nivel de tensión fijo a la salida, independientemente de la carga.

Todos los detalles de funcionamiento de este circuito integrado se pueden ver en la hoja de datos de dicho dispositivo, adjunta al presente informe.

En el circuito esquemático se pueden ver detallados también, los elementos de protección en la entrada, así como también los elementos de filtrado extra en la salida.

2.4.3 Convertidor reductor elevador topología SEPIC

En la siguiente figura, se muestra la topología del convertidor SEPIC. Este convertidor es capaz de brindar una magnitud de la tensión de salida que puede ser mayor o menor que la entrada, con la misma polaridad que la tensión de entrada.

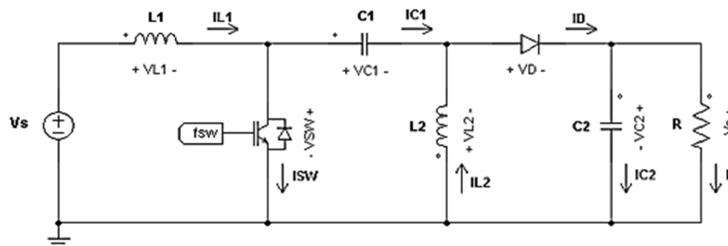


FIGURA 37: DISEÑO BÁSICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

El funcionamiento en estado estático o de Régimen Permanente para la topología SEPIC en un periodo de conmutación posee dos estados, Mosfet en estado de conducción y Mosfet en estado abierto. Cuando el transistor se encuentra encendido, el diodo se polariza en inversa y no conduce durante el intervalo DT. En este periodo de tiempo, la inductancia L2, almacena energía y el condensador de salida C2 se descarga a través de la resistencia de carga, y la energía almacenada en el condensador C1, se transfiere a la bobina L2.

Cuando el transistor se apaga, el diodo se polariza en directa, y conduce, permitiendo que la energía almacenada en las bobinas L1 y L2, se transfieran a la resistencia de carga,

cargando al condensador de salida C2 con una tensión positiva. En este mismo intervalo de tiempo el condensador C1 se carga con la tensión de entrada.

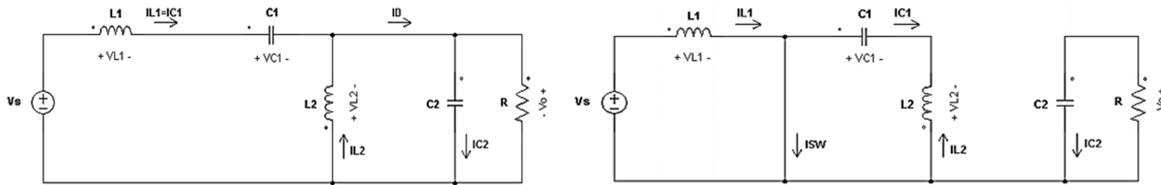


FIGURA 38: CONVERTIDOR SEPIC EN SUS ESTADOS TON Y TOFF RESPECTIVAMENTE

En el análisis del circuito supondremos que:

1. El valor de las dos bobinas es muy grande y las corrientes que las atraviesan son constantes.
2. El valor de los condensadores es muy grande y las tensiones en ellos son constantes.
3. El circuito opera en régimen permanente, por lo que las formas de onda de la tensión y de la corriente son periódicas.
4. Si el ciclo de trabajo es D, el interruptor estará cerrado un tiempo DT y estará abierto el resto del tiempo, (1 - D)T.
5. El conmutador y el diodo son ideales.

La tensión media en C1 se calcula aplicando la ley de Kirchhoff para las tensiones. Se tiene en cuenta que el promedio de las tensiones de las inductancias es cero y el promedio de las corrientes por los condensadores también es cero debido a las condiciones de Régimen Permanente.

$$-V_s + V_{L1} + V_{C1} - V_{L2} = 0$$

$$-V_s + 0 + V_{C1} - 0 = 0$$

$$V_{C1} = V_s$$

Cuando el interruptor está cerrado, la tensión por L1 en el intervalo DT es la misma que la tensión de entrada Vs:

$$V_{L1} = V_s$$

Cuando el interruptor está abierto, el diodo conduce y en la malla se obtiene:

$$-V_s + V_{L1} + V_{C1} + V_o = 0$$

Se asume que la tensión a través del C1 se mantiene constante y es igual a Vs durante el intervalo (1 - D)T, entonces:

$$-V_s + V_{L1} + V_s + V_o = 0$$

$$V_{L1} = -V_o$$

Sumando las tensiones en un periodo y teniendo en cuenta que en régimen permanente la variación promedio de tensiones en las bobinas es nula, obtenemos:

$$(V_{L1})_{cerrado}DT + (V_{L1})_{abierto}(1 - D)T = 0$$

Esto es:

$$V_s DT - V_o(1 - D)T = 0$$

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

Como vemos, nuevamente la tensión de salida no depende de los valores de los componentes, sino de su periodo de trabajo cuando el circuito trabaja en modo continuo.

Para calcular los valores mínimos de los componentes partimos de la premisa de que no hay pérdidas en el convertidor, entonces la potencia administrada por la fuente es la misma que la absorbida por la carga:

$$P_s = P_o$$

La potencia en la fuente es la tensión por el promedio de la corriente, y en este caso, la corriente es igual a la de L1:

$$P_s = V_s I_s = V_s I_{L1} = P_o = V_o I_o$$

$$I_{L1} = I_s = \frac{V_o I_o}{V_s} = \frac{V_o^2}{V_s R}$$

La variación de I_{L1} cuando el interruptor está cerrado se encuentra desde:

$$V_{L1} = V_s = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT}$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_s DT}{L_1} = \frac{V_s D}{L_1 f}$$

Fijando la frecuencia de trabajo y para un valor deseado de ΔI_{L1} se puede obtener el valor de L1.

Para L2, el promedio de la corriente está determinado por la ley de Kirchhoff sobre las corrientes en el nudo de C1, L2 y el diodo:

$$I_{L2} = I_D - I_{c1}$$

Además:

$$I_D = I_{c2} + I_o$$

$$I_{L2} = I_{c2} + I_o - I_{c1}$$

El promedio de las corrientes de los condensadores es cero, por lo tanto, el promedio de la corriente en L2 es:

$$I_{L2} = I_o$$

La variación en I_{L2} está determinada por el circuito cuando el interruptor está cerrado. Usando la ley de Kirchhoff sobre tensiones en el camino del interruptor cerrado, C1, y L2 y con el voltaje a través de C1 constante e igual a V_s , se obtiene:

$$V_{L2} = V_{C1} = V_s = L_2 \left(\frac{dI_{L2}}{dt} \right) = L_2 \left(\frac{\Delta I_{L2}}{DT} \right)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_s DT}{L_2} = \frac{V_s D}{L_2 f}$$

V_{C1} representa el rizado de voltaje que hay en el condensador C1, para calcularlo nos fijamos en el caso en el que el interruptor está cerrado. En este caso la intensidad que va por ambos componentes C1 y L2 es la misma. Por ello tenemos:

$$I_{L2} = I_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = \int_0^{DT} I_{L2} dt = C_1 \int_0^{DT} V_{C1} dt$$

Resolviendo estas integrales y teniendo en cuenta que $I_{L2} = I_o = (V_o/R)$:

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_o DT}{C_1} = \frac{I_o D}{C_1 f} = \frac{V_o D}{RC_1 f}$$

Fijando el nivel de rizado y la frecuencia podemos obtener el valor mínimo de C1.

ΔV_{C2} representa el rizado de voltaje por el condensador C2. Como C2 está directamente conectado a la salida, el rizado será igual a ΔV_o .

La intensidad por C2 coincidirá con la intensidad por la carga, que se sabe que tiene poco rizado, por lo que podemos aproximar que $I_{C2} \approx I_o$.

$$I_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = I_o \Rightarrow \frac{V_o}{R} = C_2 \frac{\Delta V_{C2}}{DT}$$

$$\Delta V_{C2} = \frac{V_o DT}{RC_2} = \frac{V_o D}{RC_2 f}$$

Fijando el rizado máximo deseado y con la frecuencia de trabajo, podemos calcular fácilmente C2.

El diseño esquemático del circuito implementado es el siguiente:

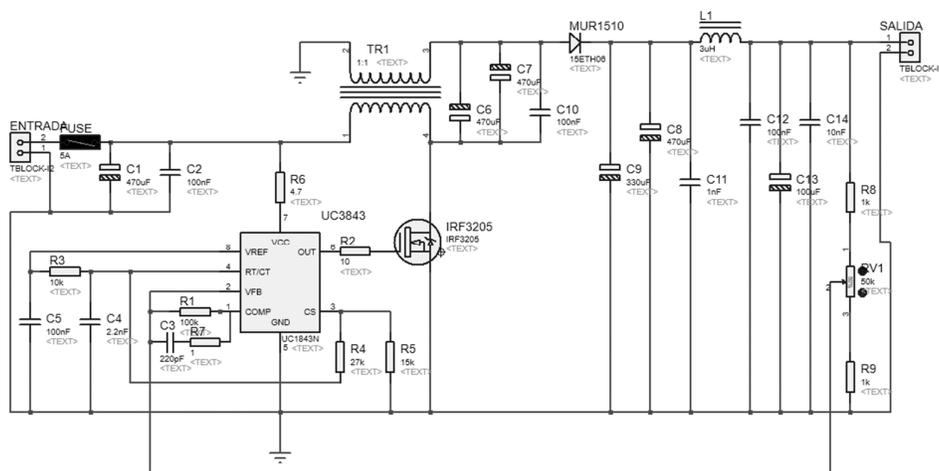


FIGURA 39: ESQUEMA ELEVADOR REDUCTOR SEPIC

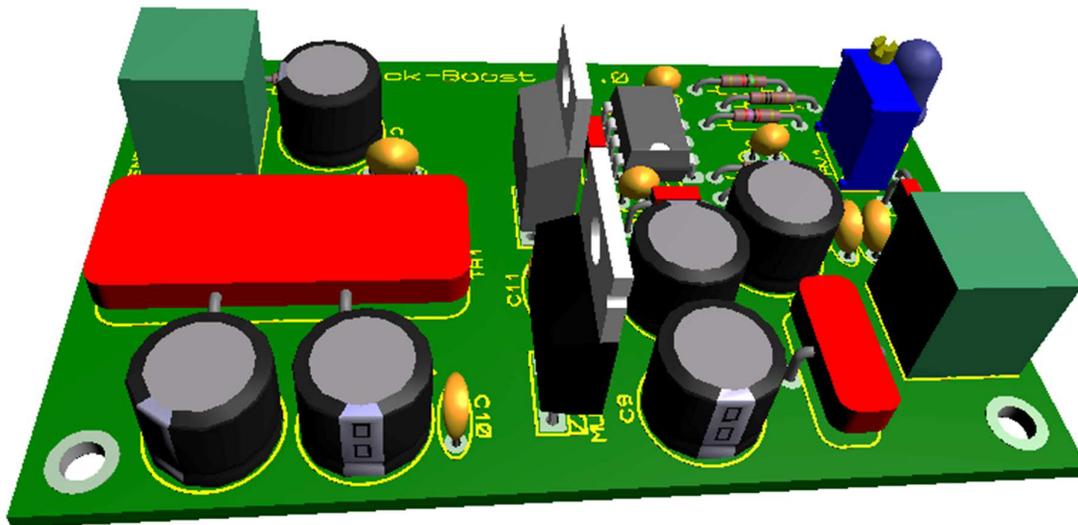


FIGURA 40: VISTA 3D CONVERTIDOR SEPIC

Podemos ver que el circuito es tal cual lo que se ha estudiado, en el cual solo se agregaron algunos elementos de filtrado para mejorar la respuesta en la salida. Como se puede observar, el circuito está controlado por el ya mencionado UC3843 que es el encargado de generar la señal de conmutación del interruptor y a su vez, por medio de la realimentación, controlar que la tensión de salida sea estable independientemente de la carga aplicada.

2.5 Control de carga de baterías

El control de carga se realiza mediante el sensado de corriente y tensión de cargador y batería, las variables son analizadas y procesadas por un microcontrolador PIC16F886 (ver hoja de datos adjunta) el cual mediante la variación del ancho de pulso inyectado al circuito de buck converter controla la salida del cargador.

La carga de baterías debe realizarse respetando las condiciones recomendadas por los fabricantes, teniendo en cuenta corriente y tensión aplicada (como se explica anteriormente) según la etapa de la carga en la que se encuentre. El sensado de corriente es muy importante en la carga de baterías, para tal fin se utiliza el circuito integrado AC712-20A de la empresa Allegro Microsystems. Dicho circuito integrado mide la corriente que pasa por sus pines basándose en el efecto Hall, brindando a su salida una tensión proporcional a la corriente circulante.

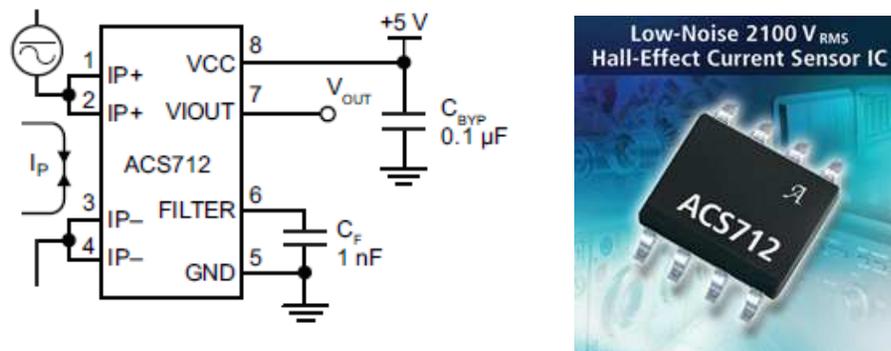


FIGURA 41: CIRCUITO DE APLICACIÓN DE ACS712 (2) (4)

Este sensor de corriente posee una sensibilidad de 100mV/A es decir que por cada Amper que se incremente la corriente medida, el sensor eleva su tensión de salida en 100mV, teniendo un límite de 20A, un aislamiento de 2.1KV que hace innecesario el uso de un optoacoplador para separar el sensor de la etapa de control. El ACS712 es un dispositivo de alta precisión con un error menor al 1,5% @25°C.

Características principales:

- Diseño de bajo ruido para manejo de señales analógicas.
- El ancho de banda del dispositivo es regulable desde el pin FILTER.
- Gran velocidad de respuesta escalones de corriente (5us)
- 80 kHz de ancho banda
- 1.2 mΩ de resistencia interna entre los pines de medición
- Fuente de alimentación única de 5V
- Ajustado en fábrica para mayor precisión.

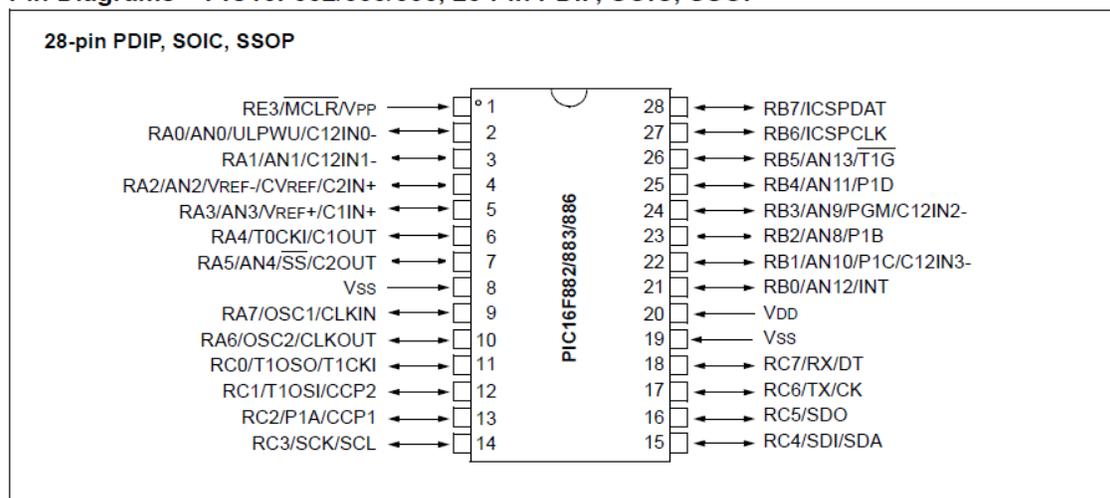
La tensión de salida (proporcional a la corriente medida) se envía a uno de los ADC (conversor analógico-digital) del PIC16f886 donde la información es procesada y se actúa sobre los MOSFET en consecuencia. El software del PIC está desarrollado en el compilador MikroC for PIC de MikroElektronika.

Se eligió un microcontrolador PIC16f886 ya que cuenta con las características necesarias para el proyecto, en un principio se pensó y se realizaron pruebas con microcontroladores de familias de mayores prestaciones, pero dada la incorporación de un chip de gran potencia en cuanto a memoria y periféricos como el ESP8266, se optó por realizar algunas operaciones en el mismo y de esta manera abaratar costos.

Para el sistema de control son necesarios, en cuanto a periféricos, al menos 2 conversores analógicos digitales de 8-bit, una salida del tipo serie UART para comunicación con el módulo WiFi y una salida de PWM para manejar la conmutación de los MOSFET que entregan la potencia a las baterías a cargar, condiciones que el 16f886 cumple ampliamente y a un costo razonable.

El microcontrolador consta de Tecnología nanoWatt que brinda funciones de bajo consumo y ahorro de energía, posee 2 modulos PWM, opera entre 2 y 5.5 V, soporta un clock externo de hasta 20 MHZ y hasta 24 pines disponibles para usar de entrada/ salida.

Pin Diagrams – PIC16F882/883/886, 28-Pin PDIP, SOIC, SSOP



Device	Program Memory	Data Memory		I/O	10-bit A/D (ch)	ECCP/ CCP	EUSART	MSSP	Comparators	Timers 8/16-bit
	Flash (words)	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)							
PIC16F886	8192	368	256	24	11	1/1	1	1	2	2/1

FIGURA 42: DIAGRAMA DE PINES Y CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL PIC16F886 (2)

Se utiliza un control proporcional, es decir, tanto la medición de corriente como de tensión se comparan con valores preestablecidos (según el tipo de batería que lleve el equipo) luego se calcula el error y la corrección se realiza de manera proporcional al mismo, siendo también las constantes de proporcionalidad K ajustadas según la batería que use el cliente.

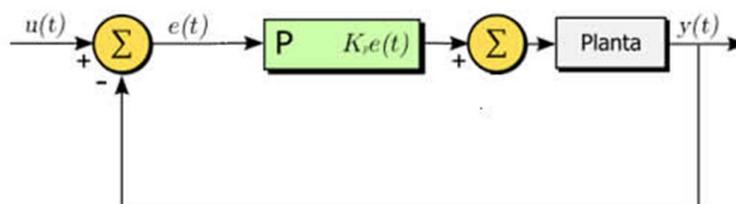


FIGURA 43: DIAGRAMA DE UN CONTROL PROPORCIONAL

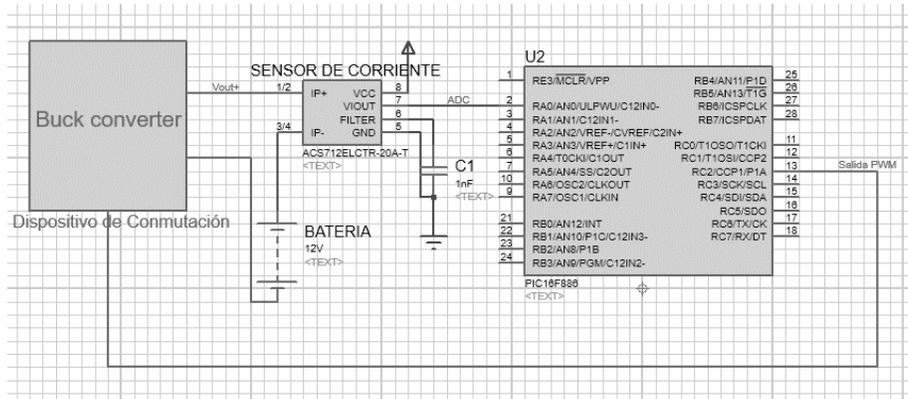


FIGURA 44: ESQUEMA SIMPLIFICADO DEL CIRCUITO DE CONTROL

En el siguiente diagrama de flujo se puede observar la lógica básica del cargador de baterías. Como se explicó antes, la carga se hace en un principio a corriente constante, y su magnitud depende de las especificaciones de capacidad de carga de la batería, y la velocidad de carga que el cliente necesite. En este caso se opta por una carga lenta, de manera de extender la vida útil de las baterías. El software se encarga de mantener la corriente constante en la primera etapa de carga, concluida la misma se pasa al tipo de carga de tensión constante. De esta forma se mantiene la tensión constante hasta que la corriente requerida por la batería sea mínima, tendiendo a cero.

La medición de tensión se realiza mediante un divisor resistivo, de manera de no superar la tensión máxima admisible en la entrada del ADC del microcontrolador. La tensión se mide de 2 formas con intervalos de distinta duración. Con mayor frecuencia se chequea la tensión de salida aplicada a la batería, evitando que esta supere la tensión que establece el fabricante, mientras que, con mayor distancia en el tiempo, se mide la tensión de batería con el cargador “desconectado”. Esto último no puede realizarse en periodos de tiempo muy cortos ya que produce inestabilidad en el sistema. Durante el tiempo que demora la carga se monitorean ambas variables y como se puede ver en el diagrama, el sistema envía periódicamente vía UART del PIC el estado de carga de la batería y de esta manera se envía a través del módulo WIFI y permite el mantenimiento preventivo por parte del cliente.

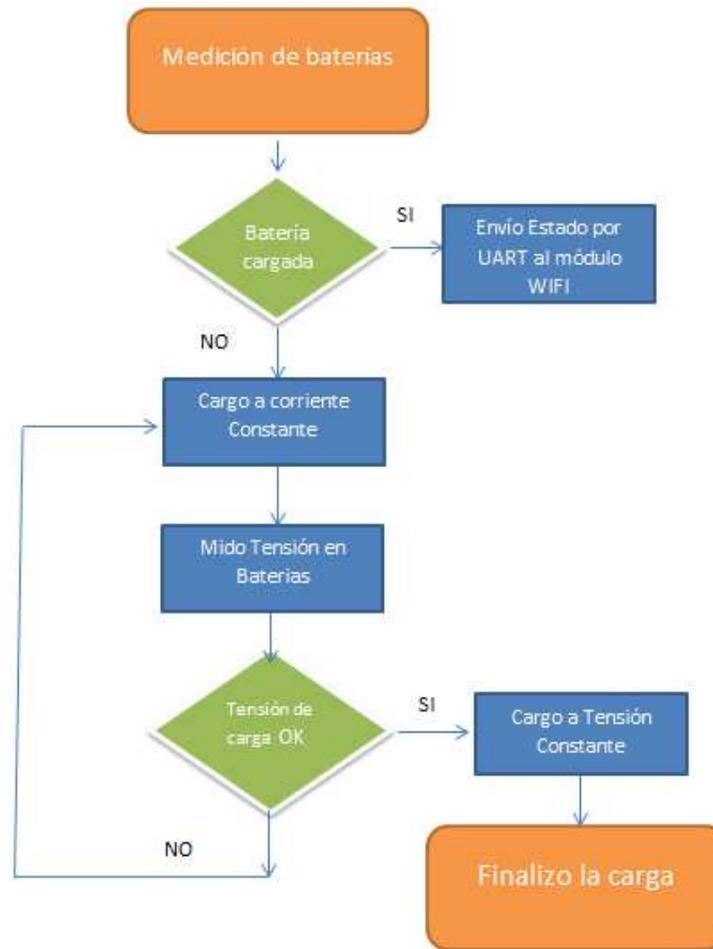


FIGURA 45: DIAGRAMA DE FLUJO DEL CONTROL DE CARGA DE LA BATERÍA

2.6 Comunicación.

Uno de los ejes más importantes del presente proyecto es la conectividad, ya que el mismo está dotado de un módulo que permite acceso a distancia, tanto para el monitoreo como para el control del equipo, agregando a sus características de potencia sistemas de gestión.

La conectividad del producto se basa en un módulo WiFi de la empresa Espressif Systems, el ESP8266 (ver hoja de datos adjunta), un chip caracterizado por su robustez, versatilidad y bajo costo. El ESP8266 además de sus características en cuanto a redes cuenta con distintas interfaces de entrada/salida, I²C, SPI, SDIO entre otras y una extensa memoria tanto SRAM como Flash más que suficientes para la aplicación.

Las principales especificaciones del ESP8266 son las siguientes:

CPU: 32-bit RISC CPU Tensilica Xtensa LX106 corriendo a 80 MHz.

Potencia de Transmisión: 802.11 b: +20 dBm

64 KiB de RAM para instrucciones y 96 KiB de RAM para datos

IEEE 802.11 b/g/n Wi-Fi

16 pines GPIO

Sensibilidad de recepción 802.11 b: -91 dbm (11 Mbps)

Periféricos: UART/SDIO/SPI/I2C/I2S/IR Remote Control

GPIO/ADC/PWM

Modos de funcionamiento del módulo: Station/SoftAP/SoftAP+Station

En el modo Station el módulo funciona como cliente, es decir se conecta a una red existente e interactúa con otros dispositivos a través de ella. En este modo (el usado en nuestro producto), se debe tener una SSID y Password dentro del software o la conexión no será posible.

En el modo SoftAP el ESP8266 se comporta como un punto de acceso, el mismo difunde un SSID (Service Set Identifier) de esta manera otros clientes (celulares, notebooks, etc) pueden conectarse al módulo. Mientras que en el modo restante se puede comportar de forma dual.



FIGURA 46: MODOS DE FUNCIONAMIENTO ESP8266 (5)

El dispositivo diseñado cuenta con la posibilidad de conectarse a una red WiFi 802.11 b/g/n, y, según el estado de las variables monitoreadas, realizar el envío de e-mails, avisos vía protocolo UDP y la visualización del estado de carga de baterías en un servidor web montado dentro del ESP8266.

Para el diseño del prototipo, luego de varias pruebas con módulos ESP8266 de diversos modelos, se optó por la utilización de la placa Nodemcu. Esta placa es un kit de desarrollo open hardware que cuenta con características muy interesantes como por ejemplo un puerto micro USB que permite la conexión fácilmente con dispositivos que corran

Windows, Linux o iOS ya que cuenta con un conversor serie usb incorporado, cuyos drivers son de fácil instalación. Además, cuenta con un regulador de tensión permitiendo alimentar al módulo desde el puerto USB siempre que sean aplicaciones de baja potencia de salida. Consta de pines de entrada/salida ideales para el desarrollo, botones de reset y flash, este último necesario si se quiere cambiar el firmware de fábrica como hicimos en nuestro dispositivo.

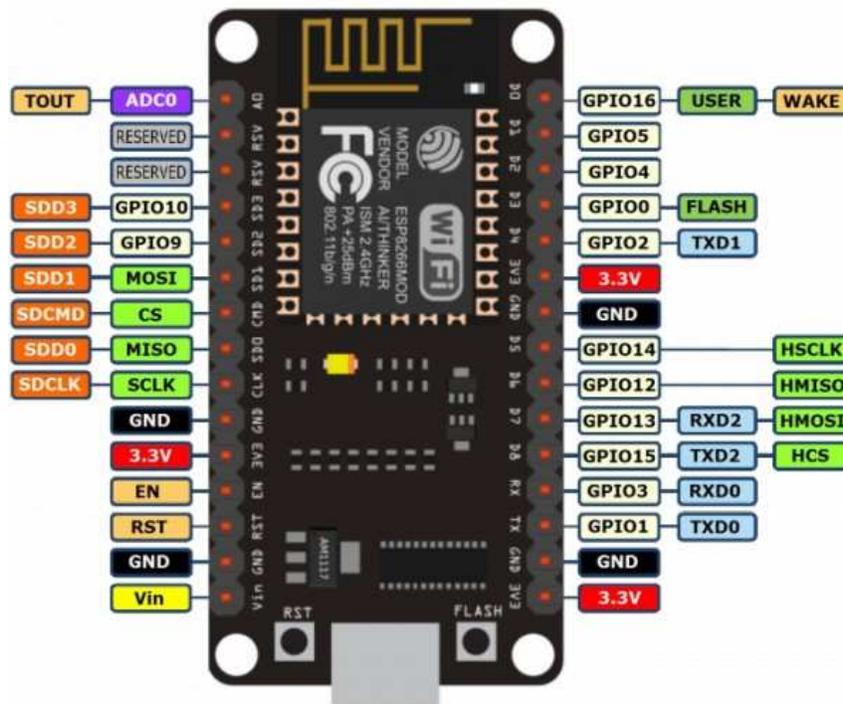


FIGURA 47: MÓDULO WIFI Y SU DIAGRAMA DE PINES (6)

El módulo WiFi elegido posee un firmware de fábrica que permite programarlo vía comandos AT, esto puede ser realizado en principio con cualquier consola serie. En las primeras pruebas se utilizó el USART terminal de MikroC. Este tipo de programación de bajo nivel es útil para configurar el módulo y primeros programas sencillos, pero no así para aplicaciones más complejas. Debido a la necesidad de usar varios protocolos (HTTP, UDP, NTP, SMTP) para aprovechar la potencia del módulo y por practicidad se optó por realizar un cambio de firmware. En una primera instancia se instaló un firmware que permitía la programación en el lenguaje LUA pero finalmente se optó por utilizar un sistema capaz de correr software en C++ ya que es lenguaje de uso popular y gran potencia.



FIGURA 48: CAPTURA DEL SOFTWARE PARA CAMBIAR FIRMWARE DE ESP8266

La programación del módulo se realizó en lenguaje C++ usando un plugin de Visual Studio, ya que luego de probar varios entornos de desarrollo VS fue el menor tiempo de compilación y subida de software. Cabe aclarar que cada vez que se quiere probar una modificación del software se debe “flashear” de nuevo el módulo, por lo que la velocidad del IDE es muy importante. Visual Studio permite el uso de librerías realizadas por la empresa Espressif Systems y la de otros usuarios que las comparten de manera open source, esto es una gran ventaja que permite agilizar y tomar mayor complejidad en la programación en menor tiempo a diferencia de la programación a través de comandos AT.

2.6.1 Correo electrónico

Como se mencionó antes, nuestro producto realiza envíos de e-mail a la dirección que decida el cliente, avisando ante un eventual corte de suministro eléctrico. En la imagen siguiente se puede ver el formato del correo, teniendo cada estación asignada una dirección de correo individual, o una sola cuenta de correo para varias estaciones, identificándose cada una tanto en el asunto como en el cuerpo del mensaje.



FIGURA 49: FORMATO DE EMAIL ENVIADO

Para realizar el envío de correo electrónico se usaron varias, en un principio se usaban servidores de correo propios ya que se podía acceder a los mismos con facilidad, hasta que se logró que el correo pudiera utilizar los servidores de mail de la empresa Google, esto presenta la ventaja de evitar la carpeta “spam”, mayor seguridad y evitar el costo de contratar un servidor SMTP de un tercero.

Datos de servidor SMTP usado:

Servidor: smtp.gmail.com

Puerto: 465 (conexión segura SSL)

Encriptación: Base code 64

Como vimos en la imagen anterior, en el correo electrónico figura la hora en que sucede el evento, esto se logra porque el software se conecta a un servidor NTP (Network Time Protocol), del The National Institute of Standards and Technology (NIST). Estos servidores utilizan un protocolo de Internet para sincronizar los relojes de los sistemas, y mediante la librería NTPclient el ESP8266 puede tener la hora en tiempo real para registrar eventos.

Servidor NTP utilizado: "time.nist.gov"

2.6.2 Comunicación con software The Dude

Otra funcionalidad de nuestro dispositivo es la comunicación con el software “The Dude” de la empresa Mikrotik, esto se realizó utilizando el protocolo UDP e ICMP.

UDP (User Datagram Protocol, protocolo de datagrama de usuario) es un protocolo del nivel de transporte basado en el intercambio de datagramas, el mismo es una manera sencilla y directa de enviar información dentro de una red IP como la que establecemos mediante el módulo WiFi.

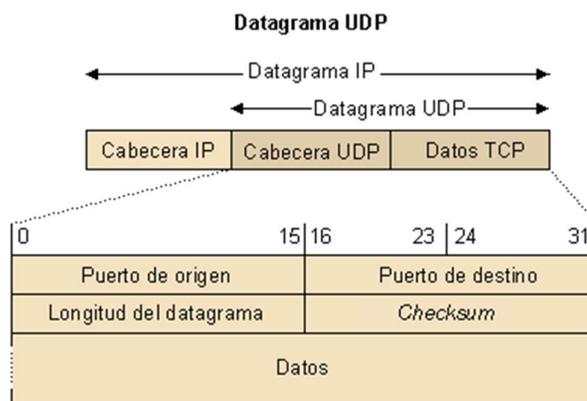


FIGURA 50: ESQUEMA DEL PROTOCOLO UDP (7)

De esta manera el cliente recibe en sus oficinas una alarma que indica el estado de servicio.

Además, el Gestor de Carga envía al monitor de redes distintos valores, dando aviso de cortes de luz, restablecimiento del servicio y demás alertas configurables. Todos estos eventos disparan distintas alarmas del tipo “pop up” y sonoras dando aviso a los encargados del servicio técnico de la empresa.

Este software de gestión y monitoreo de redes fue elegido ya que es utilizado por la empresa interesada en adquirir nuestro producto. Para el desarrollo del módulo de alertas y monitoreo remoto se montó un servidor virtual con el sistema operativo RouterOS de la empresa Mikrotik, esto posibilita usar una computadora como un router Mikrotik y así poder interconectarlo con The Dude. Una vez instalado el servidor RouterOS, se puede administrar el mismo de manera remota con el programa WinBox. Esta herramienta de Mikrotik nos permitió realizar simulaciones del comportamiento del equipo en una red, sin necesidad de ir a las instalaciones de la empresa.

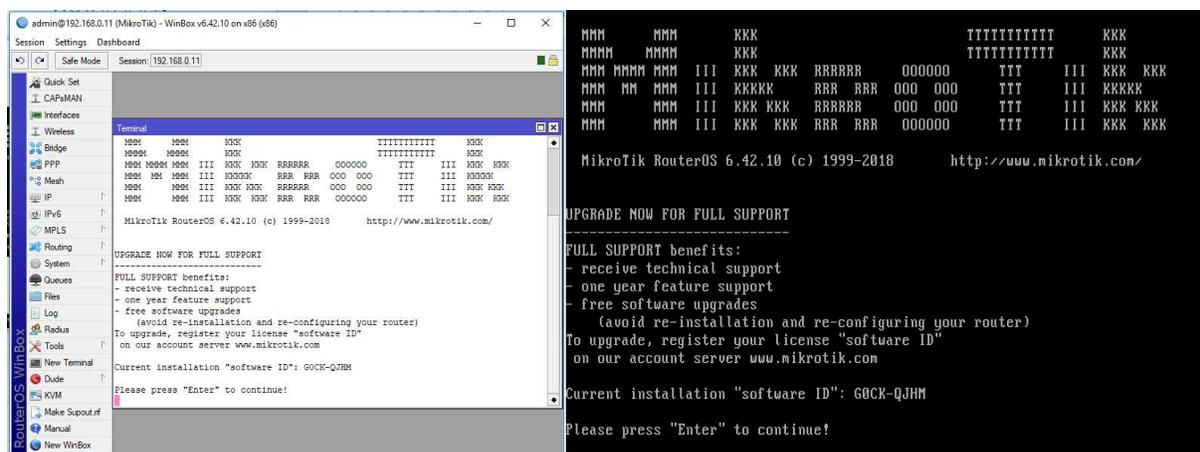


FIGURA 53: SOFTWARE WINBOX Y ROUTEROS EJECUTANDOSE EN MÁQUINA VIRTUAL

2.6.3 Servidor Web HTTP

HTTP es un protocolo de transferencia de hipertexto que se usa en la Web. HTTP es una sigla que significa HyperText Transfer Protocol, o Protocolo de Transferencia de Hipertexto. Este protocolo usa en todo tipo de transacciones a través de Internet.

El dispositivo brinda información a través de un servidor web montado en el chip ESP8266, cabe destacar la potencia del módulo WiFi, el cual permite evitar los costos de contratación de un servicio de hosting o el armado de un servidor web dedicado solo para esta función. De esta manera se puede obtener en tiempo real, dentro de la red interna del cliente, el estado del servicio eléctrico en la estación donde opere el equipo, el tiempo que el mismo lleva online, el porcentaje de carga de las baterías, si están en reposo o siendo cargadas, consumo eléctrico y tensión de las mismas. También se puede resetear la salida y por ende los equipos conectados en ella.

Al estar la página web alojada dentro del mismo sistema se debe realizar un sitio HTML básico, que sea capaz de mostrar los datos con fluidez, evitando archivos de gran tamaño que ocupen mucho espacio en la memoria del ESP8266, como imágenes y animaciones.



Gestor de Carga de Baterías	
Estado del Servicio: OK	
Nivel de carga de baterías	80%
Estado de Baterías	Cargando
Consumo de corriente	5[A]
Tensión de Batería	12.7 [V]
Reseteo Equipos	Reset
Tiempo del Sistema arriba	2 HS

FIGURA 54: PÁGINA WEB SERVIDA POR ESP8266 PARA CONTROL Y MONITOREO

Diagrama de flujo módulo de conectividad.

El software programado en C++ bajo el entorno Visual Studio, comienza su rutina intentando conectarse a la red del cliente. Para esto primero debe especificarse en la programación del módulo WIFI el SSID (nombre de la red) y password correspondiente. Una vez conectado vía protocolo WiFi el módulo es reconocido por The Dude, mostrándose su estado en las pantallas de la empresa. Además, el módulo se comunica de forma serie con el microcontrolador encargado del control de la etapa de potencia, así recibe la información de las baterías, servicio eléctrico, y otras variables que son puestas a disposición del usuario, ya sea usando la página web o directamente en su sistema de gestión.

Si ocurre un corte de energía el sistema pasa a funcionar a baterías, si se perdió la conexión el sistema busca reconectar y una vez que lo hizo envía por e-mail una alerta a la empresa y por protocolo UDP da aviso al sistema de gestión, además cuando el servicio eléctrico es reestablecido avisa de manera similar por ambos medios.

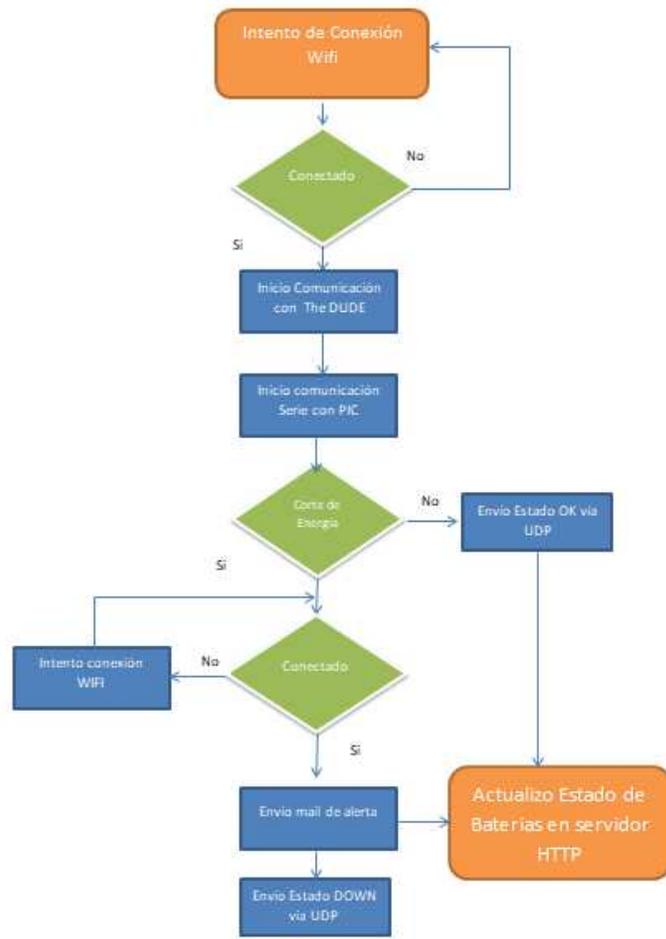


FIGURA 55: DIAGRAMA DE FLUJO DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

Capítulo 3: Costos

Los costos pueden dividirse en dos grandes ramas. Costos de insumos y costos de horas hombre.

Para el caso de insumos incluye la compra de componentes electrónicos, fabricación de placas, gabinetes, es decir, todo el hardware necesario para armar el proyecto.

El análisis de horas hombre requiere más tiempo, debido a que existen horas de investigación y desarrollo, las cuales se invierten una sola vez, y las horas de armado o ejecución del mismo.

3.1 Costo del hardware

Para analizar este costo, se han considerado por un lado los costos de todos los componentes utilizados para la fabricación de los diseños finales, y por otro lado el costo aproximados de los prototipos previos y gastos en componentes dañados en las distintas pruebas hasta llegar al estado óptimo de cada circuito.

Detalle	Costo final	Costo de prototipos
MOSFETS:	\$ 420,00	\$ 3.000,00
Drivers	\$ 605,00	\$ 1.800,00
Diodos de potencia y otros	\$ 410,00	\$ 600,00
Modulo WiFi y Efecto hall	\$ 540,00	\$ 180,00
Transformadores, ferrites y alambre	\$ 1.485,00	\$ 400,00
Capacitores	\$ 815,00	\$ 350,00
Resistencias:	\$ 175,00	\$ 80,00
Accesorios	\$ 230,00	\$ 100,00
Plaquetas	\$ 1.100,00	\$ 1.300,00
Gabinete/ herramientas	\$ 500,00	\$ 1.300,00
Costo total	\$ 6.280,00	\$ 9110,00

TABLA 1: COSTOS DE PROTOTIPADO Y FABRICACIÓN

Esto nos arroja un costo total de \$15.390,00 de componentes y materiales de desarrollo para nuestro equipo.

3.2 Costo horas hombre

Este consta por un lado el tiempo de diseño y desarrollo, que será tiempo invertido solo una vez, y por otro lado el tiempo de fabricación prueba y puesta a punto de cada equipo que se repetirá cada vez que se fabrique uno de estos.

Para calcular el costo de diseño y desarrollo, se dividió el trabajo realizado en cinco categorías que son:

- Investigación: incluye la profundización en todos los conocimientos detallados en el presente informe, así como también en actividades como diagramas de funcionamiento, búsqueda de componentes y comparación entre ellos, soluciones a los diferentes problemas encontrados, optimizaciones de acciones y rendimientos del circuito, etc.

320hs

- Diseño de los circuitos: incluye las actividades de diseño de todos los circuitos y las placas correspondientes, tanto para prototipos como el resultado final.

50hs

- Programación: abarca todo lo relacionado a los programas que se utilizaron tanto para el control del equipo, como para la comunicación de este.

60hs

- Armado de Placa: soldaduras, reemplazo de componentes, modificaciones, cambio de circuitos, etc.

40hs

- Documentación: realización del presente informe y de archivos descriptivos para guía de las programaciones realizadas.

20hs

Esto nos da un total de 490hs.

En cuanto a las horas hombres necesarias para la fabricación de cada equipo, hemos estimado en 20hs las cuales incluyen la fabricación, armado, puesta en funcionamiento y control de cada equipo.

Hemos definido un costo de \$250,00 Por hora trabajada, por lo que el costo total del proyecto en cuanto a horas de trabajo es: \$127.500,00, los cuales incluyen \$122.500,00 de diseño y desarrollo y \$5.000,00 de fabricación del producto final.

3.3 Costo total del proyecto

El costo total del proyecto lo obtenemos sumando los costos por el trabajo, obtenido recientemente, y el costo de los materiales utilizados durante el desarrollo.

$$\$15.390,00 + \$127.500,00 = \mathbf{\$142.890,00}$$

3.4 Costo de venta y amortización

El costo del proyecto incluye entre ellos, muchos costos que solo se producirán una sola vez, como lo son las horas de investigación, desarrollo, prototipados y pruebas hasta llegar al producto final.

Es por esto que, para definir un precio de venta no podemos incluir todo el costo del proyecto a cada equipo a vender, por lo que crearemos un plan de amortización de los costos que no se volverán a repetir en cada nuevo equipo fabricado que será sumado al costo fijo de cada nuevo equipo a fabricar.

Para ello decidimos amortizar estos costos en 15 equipos, por lo que solamente el %6,6 de estos costos será sumado al costo fijo de cada equipo.

Costos de diseño y desarrollo a amortizar son: \$9.110,00 y \$122.500,00 los cuales corresponden a los gastos de prototipados y pruebas, más las horas trabajadas en la investigación y desarrollo del producto respectivamente.

Estos costos nos dan un total de \$131.610,00

Por lo que, para el plan de amortización diseñado, a cada equipo a vender debemos sumarle \$8.774,00

Los gastos fijos de fabricación de cada equipo corresponden a la suma de los gastos de materiales más las horas de trabajo en su fabricación, ensamblado, puesta en marcha y testeado de cada equipo. Esto es:

$$\$6.280,00 + \$5.000,00 = \$11.280,00$$

Por todo esto, el valor final de nuestro producto será la suma de este último costo, más el valor de amortización:

$$\$11.280,00 + \$8.774,00 = \mathbf{\$20.054,00}$$

Cabe aclarar que durante los primeros 15 equipos vendidos la ganancia estará limitada por este costo de amortización, pero a partir de los siguientes equipos vendidos, el margen de ganancia que dejará cada equipo será mucho mayor que el inicial.

Capítulo 4: Conclusiones

Para la realización del presente proyecto fue necesario incluir conocimientos de varias áreas de la electrónica, así como también de diferentes cátedras de la carrera, entre las que se puede mencionar a Informática II, Electrónica Aplicada, Electrónica de Potencia y Técnicas Digitales, Sistemas de comunicaciones II.

Debido a las características del proyecto, uno de los principales inconvenientes que tuvimos que afrontar fue la escasa bibliografía o la falta de bibliografía detallada en lo referido a la electrónica de potencia y las fuentes conmutadas, por lo que fue necesario recurrir a una extensa investigación en esta área de la electrónica, de los distintos componentes, materiales y topologías que ella integra, teniendo que recurrir muchas veces a notas de aplicación de los fabricantes y páginas de internet en donde poco a poco fuimos volviéndonos expertos en la materia gracias a la comparación de datos de distintas fuentes y las propias pruebas que fuimos realizando. Así mismo, en el ámbito de las comunicaciones, se requirió una amplia investigación respecto a las tecnologías y softwares disponibles, haciendo muy importante la comparación entre los distintos elementos a los cuales teníamos acceso para poder seleccionar el más óptimo para nuestras necesidades, encontrando equilibrio entre prestaciones y costos.

En cuanto al tiempo de desarrollo, se puede mencionar que la búsqueda de componentes y materiales, y en especial su reducción de costos, implicó muchas horas de trabajo, sobre todo por la falta de disponibilidad de componentes y materiales a nivel local, lo que nos obligaba a recurrir constantemente al ámbito nacional, teniendo que lidiar con proveedores, envíos y todas las demoras que esto conlleva además del elevado costo que acarrearán; incluso, muchas veces nos vimos obligados a hacer compras en el exterior (Estados Unidos, Holanda, Singapur). Todo esto impactó enormemente en los tiempos de desarrollo, por las demoras de los envíos, e incluso en los costos del proyecto, elevándolo más de lo esperado.

Como comentario adicional, el interés de una empresa de adquirir nuestro producto nos motivó a poner nuestro mayor empeño en el desarrollo del proyecto, así como la de preocuparnos incansablemente por ir mejorando cada avance que íbamos logrando. Esto también nos llevó a encontrar otras necesidades que se pueden volcar en futuras mejoras y ampliaciones del proyecto, llevándolo a otras áreas donde se necesiten respaldos energéticos e incluso anexos de prestaciones al equipo ya diseñado.

Citas

- (1) <http://en.naradapower.com/upload/2015/03/12/14261712206109iii8p.jpg>
- (2) Datasheet del fabricante (Adjunta en Anexo)
- (3) <https://cdn3.volusion.com/ymgwx.kvpre/v/vspfiles/photos/ETD59-31-22-3C90-2.jpg?1517934585>
- (4) <https://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx>
- (5) <http://www.esploradores.com/access-point-servidor-web-nodemcu/>
- (6) <https://www.luisllamas.es/esp8266-nodemcu/>
- (7) http://cv.uoc.es/UOC/a/moduls/90/90_329/web/main/m2/v4_1.html

Bibliografía

- Electrónica de Potencia - 2da Edición - Muhammad H. Rashid (Capítulos 2, 3, 8, 9, 13 y 16).
- Electrónica de potencia - (2001) - Daniel W. HART. (Capítulos 4, 6, 7 y 10)
- sound.whsites.net/articles/smpps-primer.html (Switchmode Power Supply Primer)
- ti.com/product/UC3525A/technicaldocuments (Documentos técnicos del fabricante)
- Infineon - Application Note ANCT97 "Managing Transients in Control IC Driven Power Stages"
- On semiconductors - Application Note AND9408/D "Basic Principles of LLC Resonant Half Bridge Converter"
- Texas Instrument - Application Note AN U-111 "Considerations in current mode power supplies"
- Fairchild - Application Note AN-6076 "Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC"
- Infineon - Design Note DN 2013-01 "Buck Converter Design"
- Analog Devices – Application Note AN-1125 "How to Apply DC-to-DC Step-Down (Buck) Regulators"
- Philips – Application Note AN1272" UC3842 application note"
- SGS Thomson – Application Note AN246/1188 "UC3842 Provides low-cost current-mode control"
- Tesis: "Modelado, diseño y simulación del convertidor cc-cc sepic para su utilización en sistemas portátiles (PDAs)" - José Antonio Flórez Montero - Universidad Carlos III de Madrid
- Proyecto fin de carrera – "Diseño y control del convertidor hbcc" - Vázquez Labrador - Universidad Politecnica de Cataluña
- mum.mikrotik.com//presentations/MX16/presentation_3341_1461569643.pdf (Herramientas para Gestión y Administración MikroTik)
- wiki.mikrotik.com/wiki/Manual:The_Dude_v6/Installation (Manual: The Dude v6)

- [espressif.com/sites/default/files/documentation/esp8266-technical_reference_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp8266-technical_reference_en.pdf) (ESP8266 Technical Reference)
- [allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx](https://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx) (Referencia técnica del fabricante ACS712)
- tools.ietf.org/html/rfc768 (UDP User Datagram Protocol)

Anexos

stored energy solutions for a demanding world

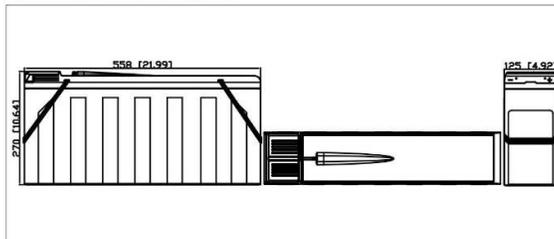
Narada

Model: **12NDF155**

Acme-F

The Acme F range of front access VRLA batteries has been specifically designed for applications using 19" and 23" cabinets, especially telecoms. Reliability is assured with the patented post seal and a state-of-the-art AGM design developed to comply with the latest IEC, British and Telcordia standards. A 12+ years design life and centralised venting system add to the suitability and flexibility of this superior range.

Dimensions-mm [inch]



Specifications

Battery Model	12NDF155
Nominal Voltage	12V
Rated Capacity	155Ah (10 hour rate) to 1.80V/cell @25°C(77°F)
Typical Weight	52.5kg
Internal Resistance	Approx 4. 27mΩ
Temperature Ranges	Operation (maximum): -40°C to 50°C(-40°F to 122°F)
	Operation (recommended): 15°C to 25°C(59°F to 77°F)
	Storage: -20°C to 40°C(-4°F to 104°F)
Float Voltage	2.25V/cell@25°C(77°F)
Recommended Maximum Charging Current Limit	38.75A
Equalize and Cycle Service	2.35V~2.40V/cell@25°C(77°F)
Self Discharge	The residual capacity is above 90% after 90 days storage(25°C/77°F)
Terminal	M6 Female
Terminal Hardware Torque	8 ± 1. 0Nm
Container Material	ABS (V0 optional)

Constant Current Discharge Characteristics Units: Amperes (25°C, 77°F)

End voltage per cell	5MIN	15MIN	30MIN	45MIN	1HR	2HR	3HR	4HR	5HR	6HR	8HR	10HR	12HR	20HR	24HR
1.60V	507	273	165	120	96.8	59.5	40.2	33.3	29.1	25.1	19.5	16.1	13.7	8.48	7.09
1.67V	476	263	162	119	96.2	59.2	39.5	33.2	28.9	25.0	19.3	15.8	13.5	8.41	7.02
1.70V	472	258	160	118	95.5	58.8	39.3	33.0	29.5	25.0	19.3	15.9	13.4	8.39	7.02
1.75V	433	250	159	117	94.1	57.4	38.8	32.6	29.0	24.8	19.1	15.8	13.4	8.37	7.02
1.80V	389	233	152	112	91.6	56.9	38.6	32.5	28.2	24.3	19.0	15.6	13.3	8.29	7.00
1.83V	371	214	149	109	87.6	56.2	37.3	31.0	27.3	23.5	18.5	15.0	12.6	8.27	6.89
1.85V	347	207	138	104	84.9	54.3	36.3	30.6	26.7	23.0	17.9	14.9	12.7	8.11	6.83

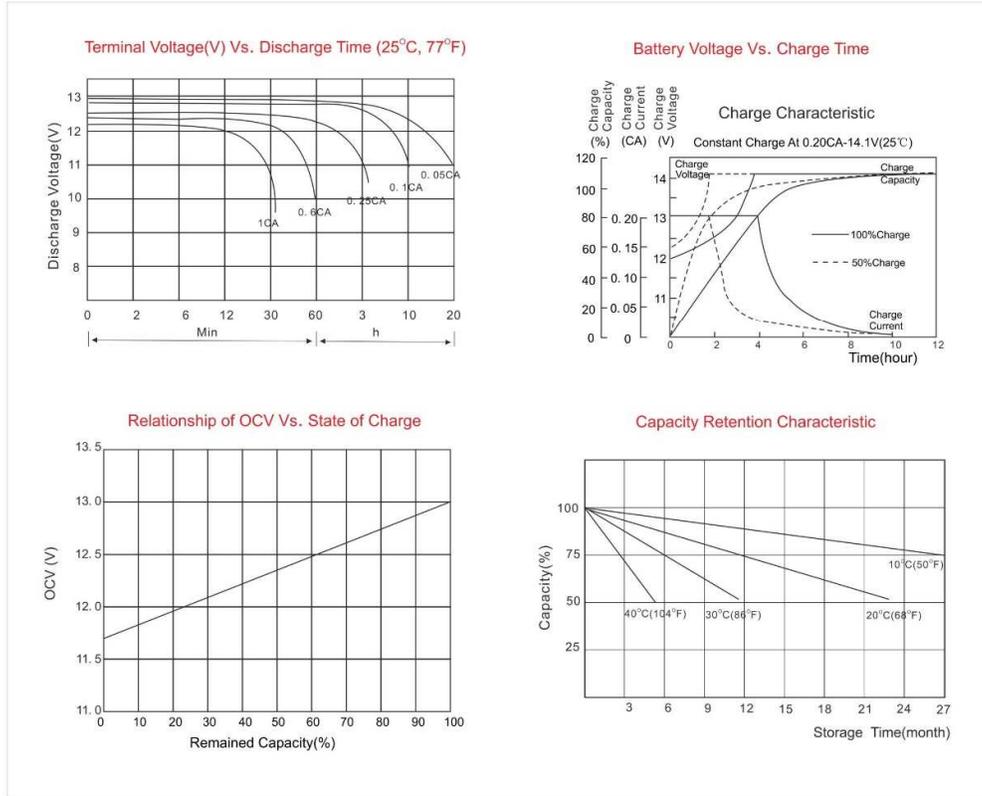
Discharge Data with Constant Power Units: Watts per cell (25°C, 77°F)

End voltage per cell	5MIN	15MIN	30MIN	45MIN	1HR	2HR	3HR	4HR	5HR	6HR	8HR	10HR	12HR	20HR	24HR
1.60V	848	479	299	225	182	105	76.5	64.0	55.8	48.3	37.9	31.1	26.4	16.8	14.1
1.67V	816	470	296	223	181	104	75.5	63.9	55.7	48.3	37.5	30.9	26.2	16.7	14.1
1.70V	811	465	296	223	180	104	75.5	63.6	56.9	48.3	37.5	30.7	26.0	16.7	14.0
1.75V	757	461	295	222	178	104	74.7	63.6	56.3	48.2	37.1	30.6	26.0	16.7	14.0
1.80V	695	436	288	217	177	103	74.5	63.4	55.0	47.7	37.0	30.5	25.9	16.7	14.0
1.83V	663	400	284	211	170	102	72.8	61.1	53.8	46.3	36.7	29.7	25.1	16.6	13.9
1.85V	621	390	264	202	165	98.6	70.8	60.3	52.5	45.4	35.5	29.5	25.2	16.3	13.8

stored energy solutions for a demanding world



Model: **12NDF155**



Charging Procedures

Application	Charge Voltage (V/Cell)			Max. Charge Current
	Temperature	Set Point	Allowable Range	
Cycle	25°C	2.40	2.35~2.40	0.25C
Standby	25°C	2.25	2.23~2.27	

Discharge Current VS. Discharge Voltage

Final Discharge Voltage V/Cell	1.80	1.70	1.55	1.30
Discharge Current (A)	0.2C ≥ (A)	0.2C < (A) < 0.5C	0.5C < (A) < 1.0C	(A) > 1.0C

NARADA POWER SOURCE CO.,LTD.
 9F, Building A, No. 50 Zijinghua Road, Hangzhou, China
 Tel:+86-571-28827013 Fax:+86-571-28828290
 Website:www.naradabattery.com E-mail: intl@narada.biz

NARADA ASIA PACIFIC PTE.LTD.
 65 Ubi Crescent #07-05 HOLA centre, Singapore
 Tel: +65-6848 1191 Fax: +65-6749 3498
 E-mail: sales@narada.com.sg

NARADA EUROPE (UK) LIMITED
 Spectrum House, Dunstable Road, Redbourn,
 St. Albans, Herts AL3 7PR
 Tel: +44 (0)845 371 7095 Fax:+44 (0)845 612 2031
 E-mail: sales@naradaeurope.com



12NDF155-03-N-EN (Ver.03 July 2012) Subject to revision without prior notice. E. & O. E.



STW18NK80Z

N-channel 800V - 0.34Ω - 19A - TO-247
Zener-protected SuperMESH™ Power MOSFET

General features

Type	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D	P _W
STW18NK80Z	800V	<0.38Ω	19A	350W

- Extremely high dv/dt capability
- 100% avalanche tested
- Gate charge minimized
- Very low intrinsic capacitances
- Very good manufacturing repeatability

Description

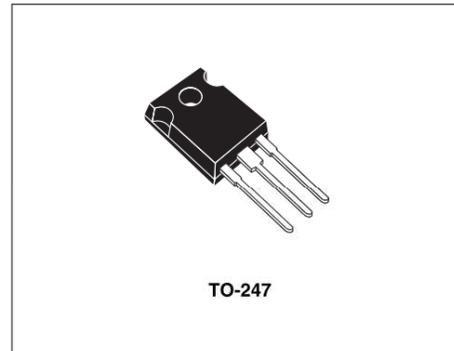
The SuperMESH™ series is obtained through an extreme optimization of ST's well established strip-based PowerMESH™ layout. In addition to pushing on-resistance significantly down, special care is taken to ensure a very good dv/dt capability for the most demanding applications. Such series complements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

Applications

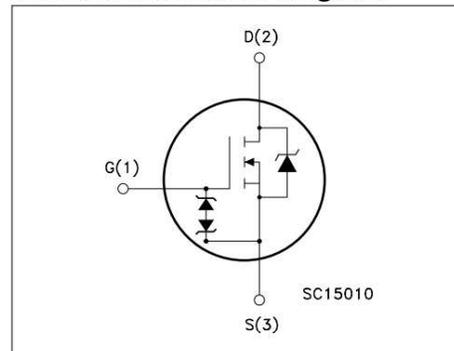
- Switching application

Order codes

Part number	Marking	Package	Packaging
STW18NK80Z	W18NK80Z	TO-247	Tube



Internal schematic diagram



STW18NK80Z

Electrical ratings

1 Electrical ratings

Table 1. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DS}	Drain-source voltage ($V_{GS} = 0$)	800	V
V_{GS}	Gate- source voltage	± 30	V
I_D	Drain current (continuous) at $T_C = 25^\circ\text{C}$	19	A
I_D	Drain current (continuous) at $T_C = 100^\circ\text{C}$	12	A
$I_{DM}^{(1)}$	Drain current (pulsed)	76	A
P_{tot}	Total dissipation at $T_C = 25^\circ\text{C}$	350	W
	Derating Factor	2.4	W/ $^\circ\text{C}$
$V_{ESD(G-S)}$	Gate source ESD(HBM-C=100pF, R=1.5K Ω)	6000	V
$dv/dt^{(2)}$	Peak diode recovery voltage slope	4.5	V/ns
T_{stg}	Storage temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. operating junction temperature		

1. Pulse width limited by safe operating area.

2. $I_{SD} \leq 19\text{A}$, $di/dt \leq 300\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DD} < 800\text{V}$, $T_j \leq T_{JMAX}$

Table 2. Thermal data

$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case max	0.36	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{thj-amb}$	Thermal resistance junction-ambient max	50	$^\circ\text{C}/\text{W}$
T_J	Maximum lead temperature for soldering purpose	300	$^\circ\text{C}$

Table 3. Avalanche characteristics

Symbol	Parameter	Max value	Unit
I_{AR}	Avalanche current, repetitive or not-repetitive (pulse width limited by T_j max)	19	A
E_{AS}	Single pulse avalanche energy (starting $T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 50\text{V}$)	700	mJ

Table 4. Gate-source zener diode

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
BV_{GSO}	Gate-source breakdown voltage	$I_{gs} = \pm 1\text{mA}$ (open drain)	30			V

1.1 Protection features of gate-to-source zener diodes

The built-in back-to-back Zener diodes have specifically been designed to enhance not only the device's ESD capability, but also to make them safely absorb possible voltage transients that may occasionally be applied from gate to source. In this respect the Zener voltage is appropriate to achieve an efficient and cost-effective intervention to protect the device's integrity. These integrated Zener diodes thus avoid the usage of external components.

STW18NK80Z

Electrical characteristics

2 Electrical characteristics

($T_{CASE}=25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

Table 5. On/off states

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$I_D = 1\text{mA}, V_{GS} = 0$	800			V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{max rating}$ $V_{DS} = \text{max rating},$ $T_C = 125^{\circ}C$			1 50	μA μA
I_{GSS}	Gate-body leakage current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$			± 10	μA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 150\mu\text{A}$	3	3.75	4.5	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 10\text{A}$		0.34	0.38	Ω

Table 6. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs}^{(1)}$	Forward transconductance	$V_{DS} = 15\text{V}, I_D = 10\text{A}$		19		S
C_{iss} C_{oss} C_{rss}	Input capacitance Output capacitance Reverse transfer capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}, f = 1\text{MHz},$ $V_{GS} = 0$		6100 500 100		pF pF pF
$C_{oss\ eq}^{(2)}$	Equivalent output capacitance	$V_{GS} = 0\text{V}, V_{DS} = 0\text{V}$ to 640V		240		pF
$t_{d(on)}$ t_r $t_{d(off)}$ t_f	Turn-on delay time Rise time Turn-off delay time Fall time	$V_{DD} = 400\text{V}, I_D = 9\text{A}$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10\text{V}$ (see Figure 13)		46 32 140 32		ns ns ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total gate charge Gate-source charge Gate-drain charge	$V_{DD} = 640\text{V}, I_D = 18\text{A},$ $V_{GS} = 10\text{V}$ (see Figure 14)		192 34 102	250	nC nC nC

1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %.

2. $C_{oss\ eq}$ is defined as a constant equivalent capacitance giving the same charging time as C_{oss} when V_{DS} increases from 0 to 80% V_{DSS} .

Electrical characteristics

STW18NK80Z

Table 7. Source drain diode

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain current				19	A
$I_{SDM}^{(1)}$	Source-drain current (pulsed)				76	A
$V_{SD}^{(2)}$	Forward on voltage	$I_{SD} = 19A, V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_{SD} = 18A, di/dt = 100A/\mu s,$		920		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge	$V_{DD} = 40V, T_j = 25^\circ C$		11		μC
I_{RRM}	Reverse recovery current	(see Figure 15)		24		A
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_{SD} = 18A, di/dt = 100A/\mu s,$		1160		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge	$V_{DD} = 40V, T_j = 150^\circ C$		15		μC
I_{RRM}	Reverse recovery current	(see Figure 15)		25.8		A

1. Pulse width limited by safe operating area.

2. Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

MBR2020CT

Switch-mode Power Rectifier

Dual Schottky Rectifier

Features and Benefits

- Low Forward Voltage
- Low Power Loss/High Efficiency
- High Surge Capacity
- 175°C Operating Junction Temperature
- 20 A Total (10 A Per Diode Leg)
- This is a Pb-Free Device*

Applications

- Power Supply – Output Rectification
- Power Management
- Instrumentation

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Epoxy Meets UL 94, V-0 @ 0.125 in
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperatures for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- ESD Rating: Human Body Model 3B
Machine Model C

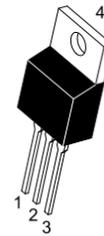
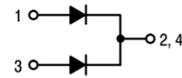
*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



ON Semiconductor®

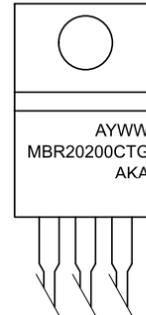
<http://onsemi.com>

SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER
20 AMPERES, 200 VOLTS



TO-220
CASE 221A
PLASTIC
STYLE 6

MARKING DIAGRAM



- A = Assembly Location
- Y = Year
- WW = Work Week
- G = Pb-Free Package
- AKA = Diode Polarity

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MBR2020CTG	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

MBR20200CT

MAXIMUM RATINGS (Per Leg)

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	V
Average Rectified Forward Current ($T_C = 161^\circ\text{C}$) Per Leg Per Package	$I_{F(AV)}$	10 20	A
Peak Repetitive Forward Current per Leg (Square Wave, 20 kHz, $T_C = 158^\circ\text{C}$)	I_{FRM}	20	A
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge Applied at Rated Load Conditions Halfwave, Single Phase, 60 Hz)	I_{FSM}	150	A
Peak Repetitive Reverse Surge Current (2.0 μs , 1.0 kHz)	I_{RRM}	1.0	A
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Voltage Rate of Change (Rated V_R)	dv/dt	10,000	V/ μs

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Condition	Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case	Minimum Pad	$R_{\theta JC}$	2.0	$^\circ\text{C/W}$
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	Minimum Pad	$R_{\theta JA}$	60.0	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Per Leg)

Characteristic	Symbol	Min	Typical	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ($I_F = 10\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$) ($I_F = 10\text{ A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$) ($I_F = 20\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$) ($I_F = 20\text{ A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	V_F	-	0.80 0.66 0.89 0.76	0.90 0.80 1.00 0.90	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_R	-	0.0002 0.4	1.0 50	mA

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (Per Leg)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Capacitance ($V_R = -5.0\text{ V}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$, Frequency = 1.0 MHz)	C_T	500	pF

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.



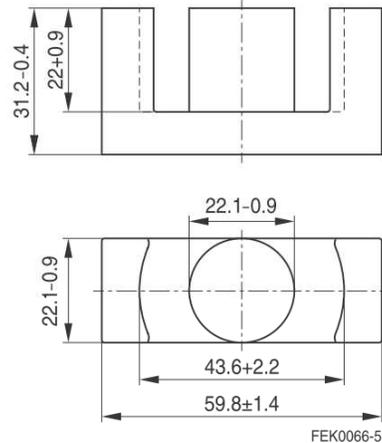
ETD 59/31/22
Core **B66397**

- To IEC 62317-6
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A = 0.38 \text{ mm}^{-1}$
 $l_e = 139 \text{ mm}$
 $A_e = 368 \text{ mm}^2$
 $A_{min} = 368 \text{ mm}^2$
 $V_e = 51200 \text{ mm}^3$

Approx. weight 260 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	B_S^* mT	P_V W/set	Ordering code
N27	5000 +30/-20%	1500	320	< 9.62 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66397G0000X127
N87	5300 +30/-20%	1590	320	< 5.20 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66397G0000X187
N97	5500 +30/-20%	1660	320	< 4.50 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66397G0000X197

* $H = 250 \text{ A/m}$; $f = 10 \text{ kHz}$; $T = 100 \text{ °C}$

Gapped (A_L values/air gaps examples)

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27,	0.20 ±0.02	1588	476	B66397G0200X1**
N87	1.00 ±0.05	508	152	B66397G1000X1**
	1.50 ±0.05	381	114	B66397G1500X1**
	2.00 ±0.05	311	93	B66397G2000X1**

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

Other A_L values/air gaps and materials available on request — see Processing remarks on page 5.

SG3525A

Pulse Width Modulator Control Circuit

The SG3525A pulse width modulator control circuit offers improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the C_T and Discharge pins. This device also features built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the changing of the soft-start capacitor when V_{CC} is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state.

Features

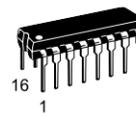
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V \pm 1.0% Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs: \pm 400 mA Peak
- Pb-Free Packages are Available*



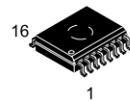
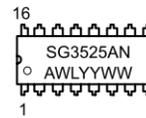
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

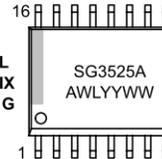
MARKING DIAGRAMS



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648

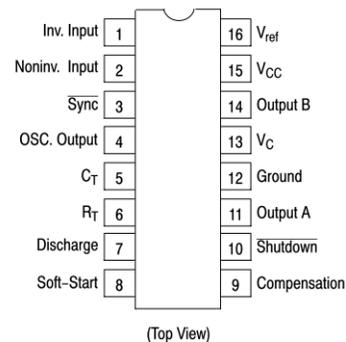


SOIC-16L
DW SUFFIX
CASE 751G



A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY = Year
WW = Work Week

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

SG3525A

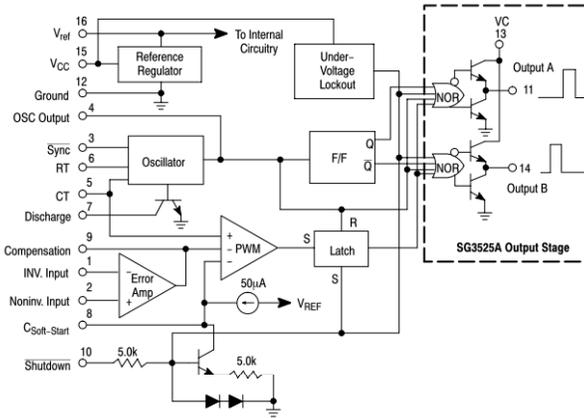


Figure 1. Representative Block Diagram

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
SG3525AN	PDIP-16	25 Units / Rail
SG3525ANG	PDIP-16 (Pb-Free)	25 Units / Rail
SG3525ADW	SOIC-16L	47 Units / Rail
SG3525ADWG	SOIC-16L (Pb-Free)	47 Units / Rail
SG3525ADWR2	SOIC-16L	1000 Tape & Reel
SG3525ADWR2G	SOIC-16L (Pb-Free)	1000 Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

SG3525A

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V_{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I_O	±500	mA
Reference Output Current	I_{ref}	50	mA
Oscillator Charging Current		5.0	mA
Power Dissipation $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 2)	P_D	1000 2000	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	60	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	T_{Solder}	+300	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

- Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$ for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$.
- Derate at 16 mW/ $^\circ\text{C}$ for case temperatures above +25 $^\circ\text{C}$.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Steady State) (Peak)	I_O	0 0	±100 ±400	mA
Reference Load Current	I_{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f_{osc}	0.1	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R_T	2.0	150	k Ω
Oscillator Timing Capacitor	C_T	0.001	0.2	μF
Deadtime Resistor Range	R_D	0	500	Ω
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0	+70	$^\circ\text{C}$

APPLICATION INFORMATION

Shutdown Options (See Block Diagram, page 2)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100 μA to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM

latch is immediately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150 μA current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.



Data Sheet No. PD60147 rev.U

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

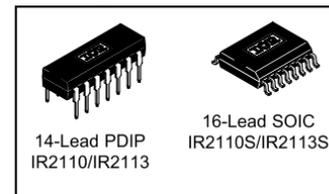
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

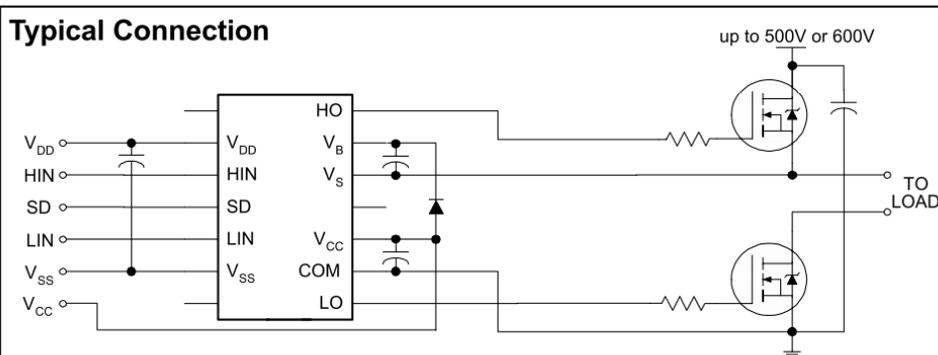
Description

The IR2110/IR2113 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. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

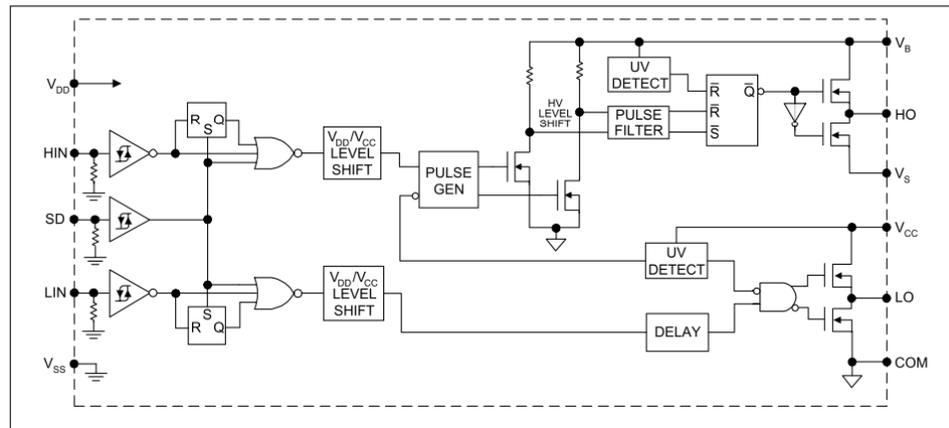
Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
VB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VS	High side floating supply return
VCC	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Shut down input turns off both channels
- Matched propagation delay for both channels
- Also available LEAD-FREE

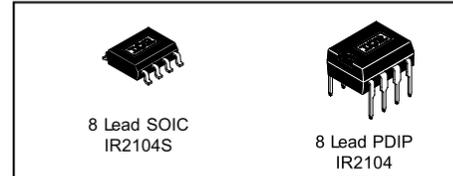
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{O+/-}$	130 mA / 270 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	680 & 150 ns
Deadtime (typ.)	520 ns

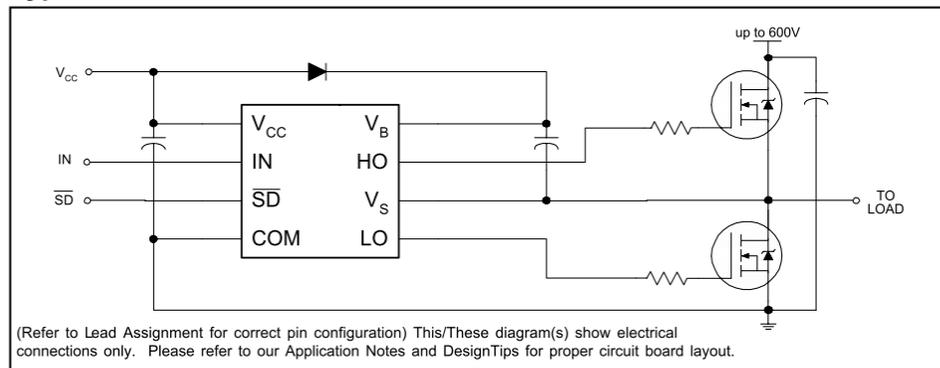
Description

The IR2104(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent 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 output, down to 3.3V 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 from 10 to 600 volts.

Packages



Typical Connection



IR2104(S)&(PbF)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating absolute voltage	-0.3	625	V	
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	-0.3	V _{CC} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(8 lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 lead SOIC)	—	0.625	
R _{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(8 lead PDIP)	—	125	°C/W
		(8 lead SOIC)	—	200	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

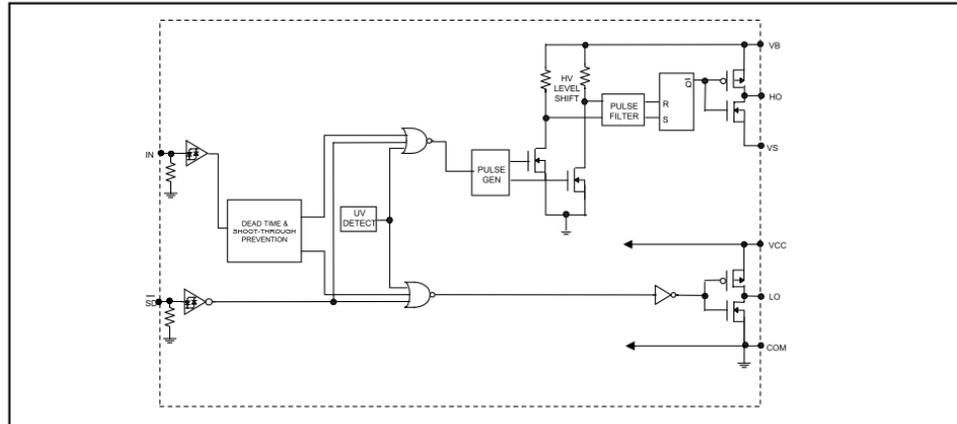
Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	0	V _{CC}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

IR2104(S)&(PbF)

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
IN	Logic input for high and low side gate driver outputs (HO and LO), in phase with HO
\overline{SD}	Logic input for shutdown
V_B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V_S	High side floating supply return
V_{CC}	Low side and logic fixed supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>8 Lead PDIP</p>	<p>8 Lead SOIC</p>
IR2104	IR2104S

UC3842A, UC3843A, UC2842A, UC2843A

High Performance Current Mode Controllers

The UC3842A, UC3843A series of high performance fixed frequency current mode controllers are specifically designed for off-line and DC-to-DC converter applications offering the designer a cost effective solution with minimal external components. These integrated circuits feature a trimmed oscillator for precise duty cycle control, a temperature compensated reference, high gain error amplifier, current sensing comparator, and a high current totem pole output ideally suited for driving a power MOSFET.

Also included are protective features consisting of input and reference undervoltage lockouts each with hysteresis, cycle-by-cycle current limiting, programmable output deadtime, and a latch for single pulse metering.

These devices are available in an 8-pin dual-in-line plastic package as well as the 14-pin plastic surface mount (SOIC-14). The SOIC-14 package has separate power and ground pins for the totem pole output stage.

The UCX842A has UYLO thresholds of 16 V (on) and 10 V (off), ideally suited for off-line converters. The UCX843A is tailored for lower voltage applications having UVLO thresholds of 8.5 V (on) and 7.6 V (off).

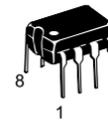
Features

- Trimmed Oscillator Discharge Current for Precise Duty Cycle Control
- Current Mode Operation to 500 kHz
- Automatic Feed Forward Compensation
- Latching PWM for Cycle-By-Cycle Current Limiting
- Internally Trimmed Reference with Undervoltage Lockout
- High Current Totem Pole Output
- Undervoltage Lockout with Hysteresis
- Low Startup and Operating Current
- Direct Interface with ON Semiconductor SENSEFET™ Products
- Pb-Free Packages are Available



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



**PDIP-8
N SUFFIX
CASE 626**

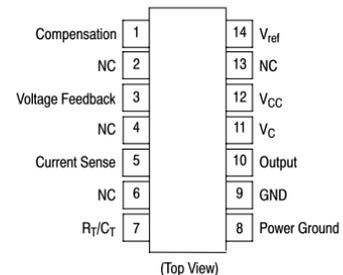
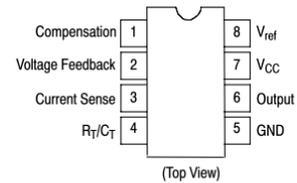


**SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A**



**SOIC-8
D1 SUFFIX
CASE 751**

PIN CONNECTIONS



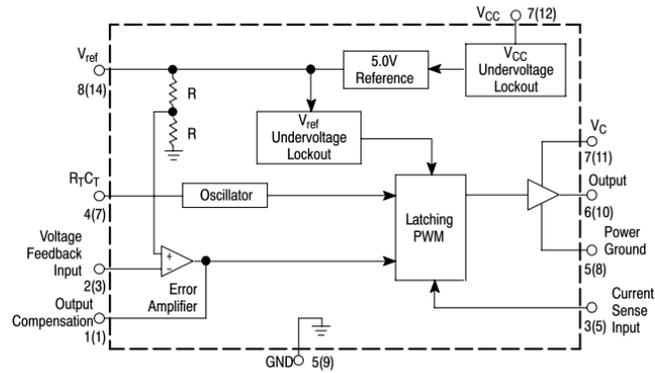
ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 15 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 16 of this data sheet.

UC3842A, UC3843A, UC2842A, UC2843A



Pin numbers in parenthesis are for the D suffix SOIC-14 package.

Figure 1. Simplified Block Diagram

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Bias and Driver Voltages (Zero Series Impedance, see also Total Device spec)	V_{CC}, V_C	30	V
Total Power Supply and Zener Current	$(I_{CC} + I_Z)$	30	mA
Output Current, Source or Sink (Note 1)	I_O	1.0	A
Output Energy (Capacitive Load per Cycle)	W	5.0	μJ
Current Sense and Voltage Feedback Inputs	V_{in}	- 0.3 to + 5.5	V
Error Amp Output Sink Current	I_O	10	mA
Power Dissipation and Thermal Characteristics			
D Suffix, Plastic Package			
Maximum Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	P_D	862	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	145	$^\circ C/W$
N Suffix, Plastic Package			
Maximum Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	P_D	1.25	W
Thermal Resistance, Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ C/W$
Operating Junction Temperature	T_J	+ 150	$^\circ C$
Operating Ambient Temperature	T_A	0 to + 70 - 25 to + 85	$^\circ C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	- 65 to + 150	$^\circ C$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Maximum Package power dissipation limits must be observed.

UC3842A, UC3843A, UC2842A, UC2843A

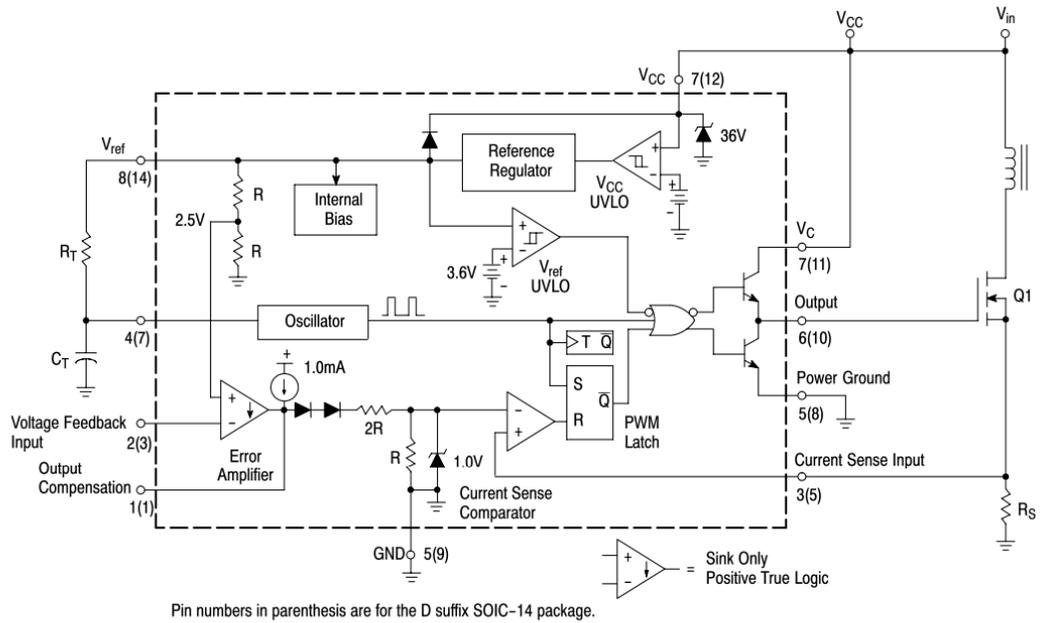


Figure 18. Representative Block Diagram

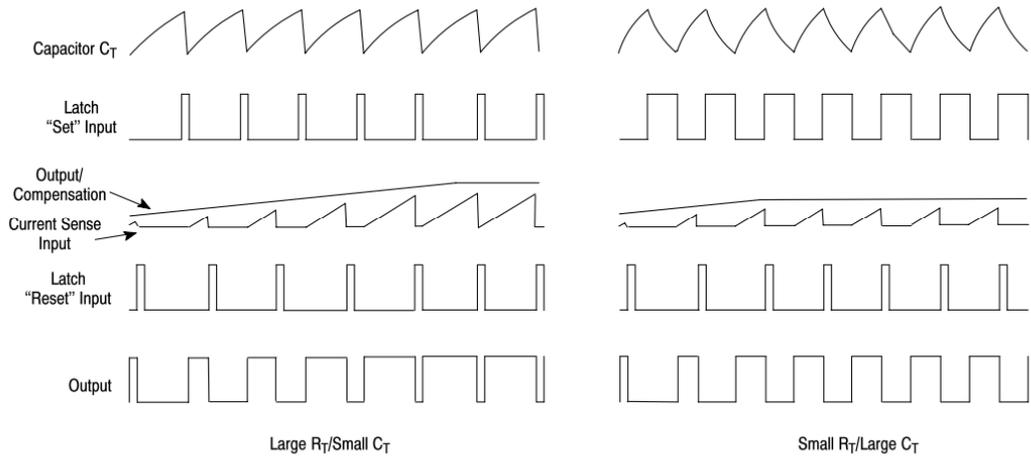


Figure 19. Timing Diagram

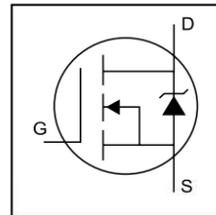
International
IR Rectifier

PD-91279E

IRF3205

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$V_{DSS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 8.0m\Omega$
$I_D = 110A^{(5)}$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	110 ⁽⁵⁾	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	80	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ⁽¹⁾	390	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ⁽²⁾	62	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ⁽²⁾	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⁽³⁾	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

1
01/25/01

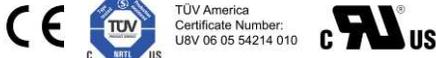


ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

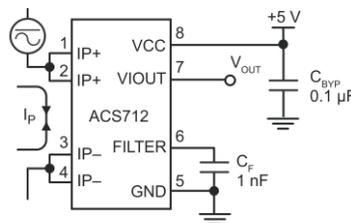
The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

Continued on the next page...

Typical Application

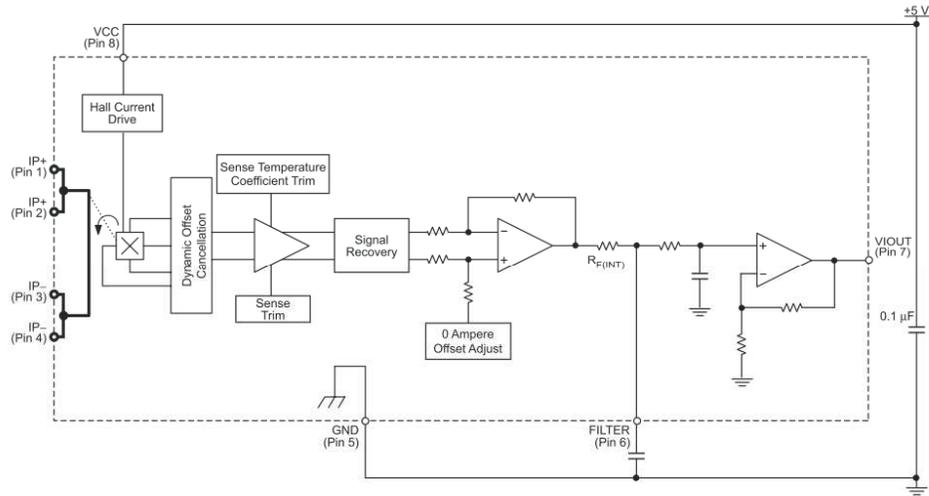


Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_P , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

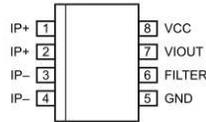
ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sensed; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sensed; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal



PIC16F882/883/884/886/887

28/40/44-Pin Flash-Based, 8-Bit CMOS Microcontrollers with nanoWatt Technology

High-Performance RISC CPU:

- Only 35 instructions to learn:
 - All single-cycle instructions except branches
- Operating speed:
 - DC – 20 MHz oscillator/clock input
 - DC – 200 ns instruction cycle
- Interrupt capability
- 8-level deep hardware stack
- Direct, Indirect and Relative Addressing modes

Special Microcontroller Features:

- Precision Internal Oscillator:
 - Factory calibrated to $\pm 1\%$
 - Software selectable frequency range of 8 MHz to 31 kHz
 - Software tunable
 - Two-Speed Start-up mode
 - Crystal fail detect for critical applications
 - Clock mode switching during operation for power savings
- Power-Saving Sleep mode
- Wide operating voltage range (2.0V-5.5V)
- Industrial and Extended Temperature range
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Brown-out Reset (BOR) with software control option
- Enhanced low-current Watchdog Timer (WDT) with on-chip oscillator (software selectable nominal 268 seconds with full prescaler) with software enable
- Multiplexed Master Clear with pull-up/input pin
- Programmable code protection
- High Endurance Flash/EEPROM cell:
 - 100,000 write Flash endurance
 - 1,000,000 write EEPROM endurance
 - Flash/Data EEPROM retention: > 40 years
- Program memory Read/Write during run time
- In-Circuit Debugger (on board)

Low-Power Features:

- Standby Current:
 - 50 nA @ 2.0V, typical
- Operating Current:
 - 11 μ A @ 32 kHz, 2.0V, typical
 - 220 μ A @ 4 MHz, 2.0V, typical
- Watchdog Timer Current:
 - 1 μ A @ 2.0V, typical

Peripheral Features:

- 24/35 I/O pins with individual direction control:
 - High current source/sink for direct LED drive
 - Interrupt-on-Change pin
 - Individually programmable weak pull-ups
 - Ultra Low-Power Wake-up (ULPWU)
- Analog Comparator module with:
 - Two analog comparators
 - Programmable on-chip voltage reference (CVREF) module (% of VDD)
 - Fixed voltage reference (0.6V)
 - Comparator inputs and outputs externally accessible
 - SR Latch mode
 - External Timer1 Gate (count enable)
- A/D Converter:
 - 10-bit resolution and 11/14 channels
- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler
- Enhanced Timer1:
 - 16-bit timer/counter with prescaler
 - External Gate Input mode
 - Dedicated low-power 32 kHz oscillator
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Enhanced Capture, Compare, PWM+ module:
 - 16-bit Capture, max. resolution 12.5 ns
 - Compare, max. resolution 200 ns
 - 10-bit PWM with 1, 2 or 4 output channels, programmable "dead time", max. frequency 20 kHz
 - PWM output steering control
- Capture, Compare, PWM module:
 - 16-bit Capture, max. resolution 12.5 ns
 - 16-bit Compare, max. resolution 200 ns
 - 10-bit PWM, max. frequency 20 kHz
- Enhanced USART module:
 - Supports RS-485, RS-232, and LIN 2.0
 - Auto-Baud Detect
 - Auto-Wake-Up on Start bit
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI (all 4 modes) and I²C™ Master and Slave Modes with I²C address mask

PIC16F882/883/884/886/887

Pin Diagrams – PIC16F882/883/886, 28-Pin PDIP, SOIC, SSOP

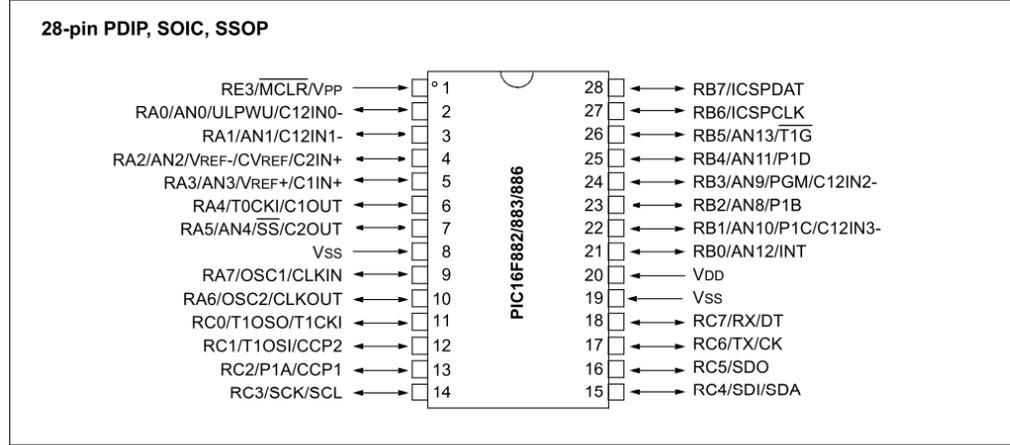


TABLE 1: PIC16F882/883/886 28-PIN SUMMARY (PDIP, SOIC, SSOP)

I/O	Pin	Analog	Comparators	Timers	ECCP	EUSART	MSSP	Interrupt	Pull-up	Basic
RA0	2	AN0/ULPWU	C12IN0-	—	—	—	—	—	—	—
RA1	3	AN1	C12IN1-	—	—	—	—	—	—	—
RA2	4	AN2	C2IN+	—	—	—	—	—	—	VREF-/CVREF
RA3	5	AN3	C1IN+	—	—	—	—	—	—	VREF+
RA4	6	—	C1OUT	T0CKI	—	—	—	—	—	—
RA5	7	AN4	C2OUT	—	—	—	SS	—	—	—
RA6	10	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC2/CLKOUT
RA7	9	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC1/CLKIN
RB0	21	AN12	—	—	—	—	—	IOC/INT	Y	—
RB1	22	AN10	C12IN3-	—	P1C	—	—	IOC	Y	—
RB2	23	AN8	—	—	P1B	—	—	IOC	Y	—
RB3	24	AN9	C12IN2-	—	—	—	—	IOC	Y	PGM
RB4	25	AN11	—	—	P1D	—	—	IOC	Y	—
RB5	26	AN13	—	T1G	—	—	—	IOC	Y	—
RB6	27	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPCLK
RB7	28	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPDAT
RC0	11	—	—	T1OSO/T1CKI	—	—	—	—	—	—
RC1	12	—	—	T1OSI	CCP2	—	—	—	—	—
RC2	13	—	—	—	CCP1/P1A	—	—	—	—	—
RC3	14	—	—	—	—	—	SCK/SCL	—	—	—
RC4	15	—	—	—	—	—	SDI/SDA	—	—	—
RC5	16	—	—	—	—	—	SDO	—	—	—
RC6	17	—	—	—	—	TX/CK	—	—	—	—
RC7	18	—	—	—	—	RX/DT	—	—	—	—
RE3	1	—	—	—	—	—	—	—	Y ⁽¹⁾	MCLR/VPP
—	20	—	—	—	—	—	—	—	—	VDD
—	8	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS
—	19	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS

Note 1: Pull-up activated only with external MCLR configuration.