



**TRABAJO FIN DE GRADO**

2018 / 2019

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SISTEMA DE  
ALIMENTACIÓN AUXILIAR PARA  
APLICACIONES PORTÁTILES**

**DATOS DEL ALUMNO**

NOMBRE: ADRIÁN

APELLIDOS: ESPINOSA BILBAO

DNI: 45894559-Z

FDO.:

FECHA: BILBAO, 24 DE JUNIO DE 2019

**DATOS DE LA DIRECTORA**

NOMBRE: ALOÑA

APELLIDOS: OTAEGI AIZPEOLEA

DEPARTAMENTO: TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

FDO.:

FECHA: BILBAO, 24 DE JUNIO DE 2019



## RESUMEN

Este proyecto realiza el estudio teórico y la construcción hardware, describiendo el proceso de diseño y simulación, de un cargador de baterías para aplicaciones electrónicas portátiles de baja potencia alimentado energía solar fotovoltaica o por red eléctrica.

Para ello, en este documento técnico se comienza estableciendo unos objetivos de partida a cumplir en el desarrollo del proyecto en base a unos requerimientos iniciales. Se realiza después un trabajo de diseño estructural del cuerpo del cargador de baterías. De esta manera, el trabajo se diferencia en cuatro partes como son, la obtención de energía eléctrica, la conversión de potencia, el proceso de carga de baterías y la adaptación a la salida del circuito, o carga de dispositivo portátil. Para poder diseñar cada una de estas partes, se ha hecho un trabajo de documentación, estudio de alternativas y se ha optado por una solución, realizando cálculos para seleccionar los componentes específicos de cada parte. Finalmente, en este documento técnico se exponen las conclusiones en función de los resultados obtenidos, detallando el coste económico de la realización de este proyecto, así como la gestión de los tiempos de la realización.

El prototipo final realizado permite cargar baterías de Ni-MH bien por energía fotovoltaica o bien conectándose a la red eléctrica. Esta energía si proviene de la red eléctrica se adapta mediante una fuente de alimentación lineal, la energía fotovoltaica en cambio, no necesita adaptación, pero tiene un indicador de nivel de tensión para conocer el estado de la potencia de los paneles en tiempo real. La energía entrante se adapta a los requisitos del circuito controlador de carga mediante un convertidor DC-DC tipo buck. Para realizar la carga óptima de las baterías se utiliza el circuito integrado DS2715. En la salida, un regulador lineal adapta la tensión de las baterías a los 5V admisibles por un puerto USB que podrá alimentar dispositivos portátiles de baja potencia.

A lo largo del desarrollo del proyecto, se han diseñado las diferentes partes estructurales, para después simularlas mediante NI Multisim 14.0; una vez comprobado correcto funcionamiento en simulación de los circuitos, se ha realizado un montaje inicial de los mismos sobre protoboards y placas de pruebas. Una vez comprobado su funcionamiento en la realidad se realiza la fabricación de un prototipo final sobre tarjetas impresas PCB, para lo cual se han diseñado los layouts mediante el programa de NI Ultiboard 14.0.

## PALABRAS CLAVE

Cargador de baterías – Convertidor de potencia – Baterías Ni-MH – Energía fotovoltaica

## LABURPENA

Proiektu honek bai eguzki-energia fotovoltaiako, bai sare elektriko elikatzen den potentzia baxuko aplikazio elektronikoko eramangarrietarako bateria-kargagailu bat sortzeko ikerketa teorikoa eta hardware muntaketa garatzen ditu; horretarako, diseinu-prozesua eta simulazioak lantzen ditu.

Horretarako, dokumentu tekniko honetan zehaztapen batzuk jarraitzen dira, lehenik eta behin, eskakizun batzuk ezagututa proiektuaren garapenerako abiapuntu izango diren helburu batzuk ezartzen dira. Gero, bateria-kargagailuaren estruktura zehazteko lana finkatuko da. Honela, lana lau zatitan bereizten da: energia elektrikoaren lorpena, potentzia-konbertsioa, bateriaren kargatze prozesua eta zirkuituaren irteeraren egokitzapena, edo gailua eramangarriaren karga. Zati hauetako bakoitza diseinatu ahal izateko, dokumentazio-lana, alternatiba-ikerketa eta soluzioa aukera burutu dira, atal bakoitzean espezifikoak diren osagaiak aukeratzeko kalkuluak eginez. Azkenik, dokumentu tekniko honetan honako atal hauek ere lantzen dira: proiektua gauzatzeak dakarren kostu ekonomikoa, Gantt diagramaren bitartez atalez ataleko gauzatze-epeak eta lortutako emaitzen arabera ondorioak.

Bukaerako prototipoak Ni-MH-zko bateriak energia fotovoltaiako zein sare elektriko konektatuz kargatzea ahalbidetzen du. Energia sare elektrikoetik etorritik gero, berau elikadura linealeko iturri baten bitartez moldatzen da; energia fotovoltaiako ez du egokitzapenik behar, tentsio maila adierazle batek ordea, momentuko potentziaren berri emango du. Zirkuitura sartzen den energia karga-zirkuituaren beharrezanetara moldatuko du DC-DC motako buck bihurtzaile batek. Baterietako karga optimizatzeko, DS2715 integratua erabiltzen da. Irteeran, erreguladore lineal batek baterien tentsioa USB atakek behar duten 5 V-etara bihurtuko du, potentzia baxuko gailu eramangarriak elikatzeke.

Proiektuaren garapenean zehar, egituraren atal desberdinak diseinatu egin dira, eta gero, simulatu Multisim 14.0 programa erabilita; behin simulazioan funtzionamendu zuzena egiaztatuta, zirkuituen hasierako muntaketa egin da protoboard eta proba-txarteletan. Txarteletan ere funtzionamendu egokia probatu ostean prototipoa fabrikatu da PCB txartel inprimatua euskarri izanda; horretarako, NI etxeko Ultiboard 14.0 programa erabili da.

## GAKO-HITZAK

Bateria -kargagailua – Potentzia-Bihurgailua – Ni-MH Bateriak – Energia fotovoltaiako

## **ABSTRACT**

This project carries out the theoretical study and hardware construction, including a description of the design and the simulation process, of a battery charger for low-power portable electronic applications powered by photovoltaic solar energy or electricity grid.

To that end, this technical document begins by establishing initial objectives to be met in the development of the project on the basis of initial requirements. A structural design of the battery charger body is then carried out. In this way, the work is differentiated into four parts, such as obtaining electrical energy, converting power, charging the batteries and adapting to the output of the circuit, or charging a portable device. In order to be able to design each of these parts, a work of documentation has been done, study of alternatives to finish up with a solution chosen, after carrying out calculations to select the specific components of each part. Lastly, this technical document sets out the conclusions based on the results obtained, detailing the economic cost of carrying out this project, as well as the management of the times of completion.

The final prototype charges Ni-MH batteries either by photovoltaic energy or by connecting to the electricity grid. This energy, if it comes from the electrical network, is adapted by means of a linear power source. On the other hand, photovoltaic energy does not need to be adapted, but it has a voltage level indicator to know the state of the power of the panels in real time. The incoming energy is adapted to the requirements of the charge controller circuit by means of a DC-DC buck converter. The DS2715 integrated circuit is used for optimum battery charging. At the output, a linear regulator adapts the battery voltage to the permissible 5 V via a USB port that can power low-power portable devices.

Throughout the development of the project, the different structural parts have been first designed and second simulated using NI Multisim 14.0; once the correct functioning of the circuits has been verified in simulation, an initial assembly has been carried out on protoboards. Once the operation of the circuits has been verified in reality, a final prototype is manufactured on PCB printed cards, for which the layouts have been designed using the NI Ultiboard 14.0 program.

## **KEY WORDS**

Battery charger - Power converter - Ni-MH batteries - Photovoltaic energy

# INDICE DE CONTENIDO

<b>1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
1.1.    MOTIVACION Y CONTEXTO .....	1
1.2.    ALCANCE Y BENEFICIOS DEL TRABAJO .....	2
<b>2. OBJETIVOS.....</b>	<b>3</b>
<b>3. DESCRIPCIÓN DE REQUERIMIENTOS.....</b>	<b>4</b>
<b>4. FUNDAMENTO TEÓRICO .....</b>	<b>5</b>
4.1.    FUENTE DE ENERGIA .....	5
4.2.    FUENTE DE ALIMENTACION .....	7
4.3.    CONVERTIDOR DE POTENCIA.....	16
4.4.    CIRCUITO DE CARGA .....	24
4.5.    BATERÍAS.....	27
4.6.    USB .....	28
<b>5. ANÁLISIS DE ALTERNATIVAS.....</b>	<b>29</b>
5.1.    TIPO DE ENERGÍA FUENTE .....	29
5.2.    TIPO DE FUENTE DE ALIMENTACION .....	30
5.3.    TIPO DE CONVERTIDOR DE POTENCIA.....	31
5.4.    TIPO DE BATERIAS.....	33
5.5.    TIPO DE REGULADOR DE CARGA .....	35
5.6.    TIPO DE USB .....	37
<b>6. DESCRIPCIÓN DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA .....</b>	<b>39</b>
<b>7. MODELIZACIÓN: DISEÑO Y CÁLCULOS.....</b>	<b>42</b>
7.1.    FUENTE DE ENERGÍA .....	42
7.1.1.    Paneles fotovoltaicos.....	42
7.1.2.    Fuente de alimentación lineal .....	46
7.2.    CONVERTIDOR DE POTENCIA.....	53
7.2.1.    Convertidor dc-dc tipo buck.....	53
7.2.2.    Control del ciclo de trabajo.....	58
7.3.    GESTION DE LA CARGA DE BATERIAS .....	65
7.3.1.    Funcionamiento y verificación del circuito.....	66
7.4.    SALIDA USB .....	68
<b>8. PROTOTIPADO .....</b>	<b>70</b>
8.1.    PROTOTIPO INICIAL.....	70
8.2.    LAYOUT .....	73
8.3.    FABRICACIÓN PCB.....	76
<b>9. DIAGRAMA DE GANTT .....</b>	<b>79</b>
<b>10. ESTUDIO ECONÓMICO .....</b>	<b>82</b>
10.1.    MANO DE OBRA.....	82
10.2.    LICENCIAS DE SOFTWARE.....	83
10.3.    MATERIAL.....	83
<b>11. CONCLUSIONES.....</b>	<b>87</b>
<b>12. BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>88</b>

**ANEXO I.**

**ANEXO II.**

## INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama general de los elementos que componen el proyecto .....	4
Figura 2. Esquema básico de un transformador.....	9
Figura 3. Forma de onda de la corriente alterna .....	10
Figura 4. Diodos D1 y D2 convirtiendo la parte positiva de la señal alterna en pulsante.....	10
Figura 5. Diodos D1 y D2 convirtiendo la parte negativa de la señal alterna en pulsante.....	11
Figura 6. Comparación entre la tensión de entrada y la tensión de salida.....	11
Figura 7. Filtro por condensador .....	12
Figura 8. Proceso de carga y descarga del condensador para producir el filtrado.....	13
Figura 9. Rizado de la señal continua resultante del filtrado.....	13
Figura 10. Diagrama de bloques de una fuente de alimentación lineal .....	14
Figura 11. Circuito con los componentes básicos de una fuente de alimentación conmutada.....	15
Figura 12. Regulador de tensión lineal construido con componentes discretos .....	17
Figura 13. Regulador de tensión lineal monolítico de tensión fija .....	18
Figura 14. Regulador de tensión lineal monolítico de tensión ajustable .....	18
Figura 15. Esquema de funcionamiento básico de un Buck .....	20
Figura 16. Esquema de funcionamiento básico de un Boost .....	20
Figura 17. Esquema de funcionamiento básico de un Buck- Boost .....	21
Figura 18. Control del ciclo de trabajo. ....	22
Figura 19. Diagrama de bloques interno y entradas y salidas de un NE 555 .....	23
Figura 20. Diseño básico de un 555 en configuración astable y su tensión de salida .....	23
Figura 21. Cargador básico de baterías con un regulador lineal.....	25
Figura 22. Funcionamiento básico del proceso de generación de corriente eléctrica en una batería .....	27
Figura 23. Diagrama de las conexiones eléctricas de un puerto USB .....	28
Figura 24. Circuito de funcionamiento típico del cargador de baterías de litio MCP73833 .....	35
Figura 25. Diagrama de funcionamiento interno del Ds2715.....	36
Figura 26. Diagrama detallado de los componentes del proyecto .....	39
Figura 27. Células fotovoltaicas de 6 V-150 mA. ....	42
Figura 28. Célula Fotovoltaica de 6V- 600 mA. ....	43
Figura 29. Diseño del indicador del nivel fotovoltaico de la célula solar .....	44
Figura 30. Configuración básica de un amplificador operacional en modo comparador. ....	45
Figura 31. Funcionamiento de los leds según el nivel de tensión emitido por la célula solar.....	45
Figura 32. Diseño de la fuente de alimentación lineal de 12 V .....	46
Figura 33. Diseño del estabilizador de tensión con un LM317 .....	50
Figura 34. Diseño final de la fuente de alimentación lineal con estabilizador de tensión a 12 V .....	52

Figura 35. Formas de onda y valores de la tensión observadas en el osciloscopio .....	52
Figura 36. Configuración básica de un buck .....	54
Figura 37. Diseño final del convertidor DC-DC buck controlado por generador de señales.....	57
Figura 38. Tensión reducida de 12 V a 6 V por el Buck controlado por generador de señales .....	57
Figura 39. Configuración astable estándar del NE555 .....	58
Figura 40. Resultado de ciclo de trabajo y frecuencia de la configuración básica NE555.....	60
Figura 41. Configuración del NE555 para obtener un ciclo de trabajo de 50% .....	60
Figura 42. Resultado del ciclo de trabajo al 50% del NE555 .....	61
Figura 43. Configuración del NE555 capaz de modificar el ciclo de trabajo y la frecuencia .....	62
Figura 44. Resultados del circuito variador de frecuencia y ciclo de trabajo con NE555 a 100 kHz .....	63
Figura 45. Circuito final del convertidor DC-DC Buck controlado por un NE555 .....	64
Figura 46. Reducción de la tensión de 12 V a 6 V por el convertidor Buck controlado por un NE555 .....	64
Figura 47. Circuito de regulación de carga mediante el DS2715 .....	66
Figura 48. Circuito de regulación de voltaje para adaptación a USB mediante un regulador LDO .....	69
Figura 49. Resultado de la tensión regulada por el regulador MIC29152BT.....	69
Figura 50. Convertidor buck controlado con NE555 en protoboard .....	70
Figura 51. Controlador de carga de baterías Ni-MH con Ds2715 en protoboard.....	71
Figura 52. Fuente de alimentación lineal sin estabilizador de tensión soldada en placa de pruebas.....	72
Figura 53. Pistas soldadas de fuente de alimentación lineal en placa de pruebas .....	72
Figura 54. Controlador de carga de baterías Ni-MH con Ds2715 soldado en placa de pruebas .....	72
Figura 55. Pistas soldadas del controlador de carga de baterías Ni-MH con Ds2715 en placa de pruebas .....	73
Figura 56. Fuente de alimentación lineal.....	74
Figura 57. Indicador de nivel de tensión fotovoltaica producida por los paneles .....	74
Figura 58. Controlador de carga de baterías Ni-MH mediante CI DS2715 .....	75
Figura 59. Convertidor DC-DC buck controlado con NE555 y salida USB regulada .....	75
Figura 60. Insoladora .....	76
Figura 61. Campana de extracción de gases .....	77
Figura 62. Compuesto químico de atacado rápido .....	77
Figura 63. Resultado de la placa PCB del circuito cargador de baterías con DS2715 .....	78
Figura 64. Resultado de la placa PCB del circuito indicador de nivel fotovoltaico .....	78

## INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Comparación energía solar fotovoltaica y red eléctrica .....	29
Tabla 2. Ventajas e inconvenientes de las fuentes de alimentación lineales .....	31
Tabla 3. Ventajas e inconvenientes de las fuentes de alimentación conmutadas .....	31
Tabla 4. Comparación entre convertidores de potencia lineales y de conmutación .....	32
Tabla 5. Análisis de las características más relevantes de los tipos de baterías del mercado .....	33
Tabla 6. Comparación entre baterías Ni-MH, Ni-Cd y Li-ion .....	34
Tabla 7. Características de los tipos estandarizados de USB .....	38
Tabla 8. Resultados del osciloscopio conectado a la fuente de alimentación .....	52
Tabla 9. Conexiones del osciloscopio en distintos puntos del Buck .....	57
Tabla 10. Estados de funcionamiento del LED en el circuito de carga del DS2715 .....	68
Tabla 11. Estudio económico de la mano de obra .....	82
Tabla 12. Estudio económico de las licencias software .....	83
Tabla 13. Estudio económico del material de estudio y realización.....	83
Tabla 14. Coste final de realización del proyecto.....	86

# 1. INTRODUCCIÓN

En el siguiente documento se recoge la documentación de la construcción hardware de un proyecto electrónico poniendo en práctica los conocimientos adquiridos a lo largo de la titulación.

Este proyecto ha sido diseñado en el transcurso del cuarto y último curso de la titulación, trabajando tanto en entornos de simulación como son las herramientas *MultiSim* e *Ultiboard* de *National Instruments*, como en el laboratorio de la escuela, donde he elaborado los cálculos necesarios, el ensamblaje de las tarjetas PCB y el montaje de la estructura.

## 1.1. MOTIVACION Y CONTEXTO

Inicié el Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática en la Escuela de Ingeniería Técnica Industrial de Bilbao (EUITI). Además, durante los últimos años he adquirido experiencia de manera independiente en la participación de distintos proyectos electrónicos de media y baja potencia. Parte del trabajo desempeñado ha consistido en el diseño y análisis de circuitos ante un problema o una necesidad concreta, localización y reparación de averías en cargadores de baterías de alta frecuencia y la utilización de dispositivos capaces de obtener energía eléctrica de manera eficiente aprovechando los recursos naturales del entorno, como son las células solares fotovoltaicas o los cargadores eólicos. Finalmente, el sector de los convertidores de potencia ha despertado en mi un gran interés debido a sus enormes aplicaciones.

Esas premisas, junto con el éxito mundial en el sector eólico de empresas locales como INGETEAM y sus convertidores de potencia y el creciente desarrollo e innovación de la energía solar fotovoltaica en Europa teniendo referentes mundiales en el sector como SOLARIA, despertaron el interés por profundizar más sobre el diseño de sistemas autónomos de alimentación de baterías utilizando energías renovables.

Ante la perspectiva del crecimiento tecnológico, sobretodo, de la telefonía móvil, se desarrolla en consecuencia un avance constante en las tareas de optimización de almacenaje de energía y conversión de potencia eléctrica. Esto unido a la inexorable llegada de la sustitución de energías a partir de combustibles fósiles por energías renovables hace que nos planteemos el diseño del siguiente proyecto electrónico. Un dispositivo electrónico portátil y autónomo capaz de almacenar y suministrar energía eléctrica a partir de fuentes de alimentación tanto renovables como tradicionales, para distintas aplicaciones electrónicas de baja potencia.

## 1.2. ALCANCE Y BENEFICIOS DEL TRABAJO

El ámbito de los convertidores de energía y la tecnología de obtención y almacenamiento de energía avanza continuamente y consta de una gran complejidad en cuanto a rendimiento y rentabilidad.

Debido a que el proyecto en cuestión es a título académico y con una limitación de tiempo significativa para su desarrollo, se desestimarán factores como la máxima eficiencia de los convertidores de potencia o el estudio del punto de máxima potencia de los paneles solares fotovoltaicos (MPPT). Esto a su vez dejara un campo abierto y extenso en el que poder continuar el desarrollo y perfeccionamiento del sistema.

El proyecto abarca los siguientes campos:

- Análisis de los tipos de fuentes energéticas disponibles y su adaptación a la electrónica.
- Análisis de los tipos de baterías y de su gestión óptima de carga.
- Análisis de la tipología de convertidores electrónicos de potencia.
- Procesos de diseño simulación y montaje hardware.

El principal beneficio que aporta el desarrollo de este proyecto es la promoción del uso de energías limpias y renovables enfocadas hacia aplicaciones electrónicas de baja potencia, Aportando además de autonomía y portabilidad una rentabilidad económica importante a largo plazo. La energía solar goza de numerosos beneficios que la sitúan como una de las más prometedoras. Renovable, no contaminante y disponible en todo el planeta, contribuye al desarrollo sostenible y a la generación de empleo en las zonas en que se implanta. Estas características conllevan el desarrollo de técnicas de investigación y desarrollo de recursos que garantizan un progreso tecnológico eficaz rentable y respetuoso con el medio ambiente. Sin embargo, algunos de los elementos utilizados en el proyecto generan un impacto medioambiental negativo.

El principal impacto ambiental es en relación a la gestión incorrecta de ciertas pilas y acumuladores (solamente aquellas que contienen Pb, Cd o Hg<sup>23</sup>) se produce debido a la disposición final de estos productos con los residuos domiciliarios. Aunque este tipo de pilas y acumuladores (secundarias) en su conjunto representan un porcentaje muy bajo del volumen total de residuos sólidos domiciliarios, su gestión incorrecta hace que sean responsables de encontrar elementos como Hg, Zn, Cd, Ni y Mn en los residuos domiciliarios. Insistiendo en la correcta gestión de este producto, deben evitarse las quemas a cielo abierto, enterramiento o vertidos en cursos de agua. Se remarca este dato debido a la importancia de crear conciencia medioambiental en relación a la disposición final de pilas y acumuladores en las zonas más aisladas de los países.

## 2. OBJETIVOS

El principal objetivo de este proyecto consiste en la **realización** de un sistema de alimentación de baja potencia eficiente autónomo y portátil. Este principal objetivo se divide en varios objetivos menores:

### 1. *Objetivos de planificación del proyecto.*

- **Diseñar** un proyecto viable, estableciendo especificaciones factibles a partir de los recursos mayoritariamente disponibles en el laboratorio de Tecnología Electrónica de EIB.

### 2. *Objetivos de diseño.*

- **Seleccionar** los componentes más apropiados para el diseño, en base a estudios teóricos de los distintos dispositivos/componentes que componen el proyecto. Para ello, se analizarán las diferentes alternativas basadas en fuentes de energía, el mercado de baterías, las topologías de los distintos convertidores de potencia, el método de gestión de la carga y los tipos de salidas para la energía obtenida.
- **Establecer** los valores de los componentes a utilizar en el diseño final en base a cálculos y simulaciones del sistema.
- **Manejo de software.** Utilización precisa del *software* de diseño y simulación NI Multisim 14.0. y NI Ultiboard 14.0.

### 3. *Objetivos de fabricación hardware.*

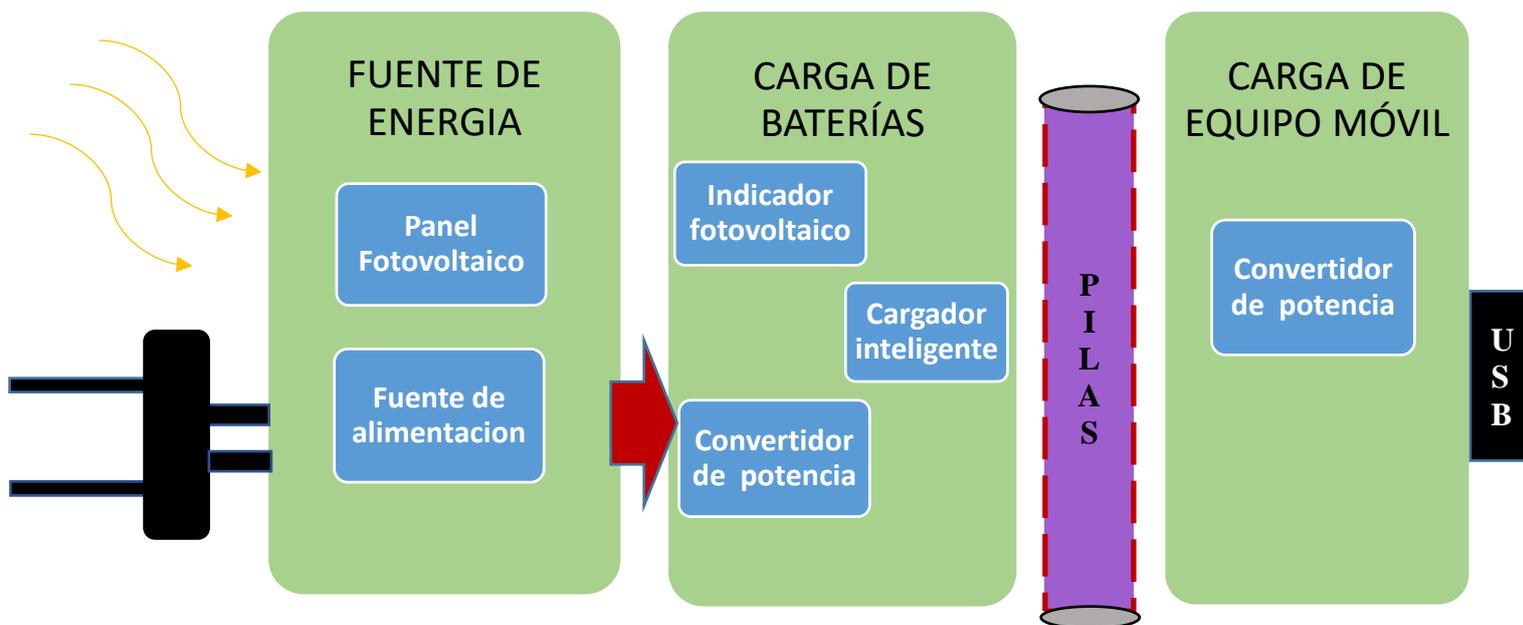
Ya que en ingeniería “Saber es Hacer”:

- **Diseñar** el layout de los circuitos, en base al software NI Ultiboard 14.0. No trabajado a lo largo del Grado, pero directamente relacionado con la ingeniería electrónica.
- **Fabricar** PCBs, tarjetas de circuito impreso, para optimizar el espacio de diseño y las condiciones de conducción y operación del circuito eléctrico. No trabajado a lo largo del Grado, pero directamente relacionado con la ingeniería electrónica.
- **Implementar** una estructura global, ergonómica y funcional.

Para todo ello, se deberá **gestionar** de la mejor forma posible el tiempo de conceptualización, diseño y simulación en el plazo disponible en un Proyecto de fin de Grado. Además, mediante este proyecto se desea realizar una aproximación a la ingeniería laboral, planteando soluciones realistas a los problemas obtenidos en el desarrollo del proyecto y obteniendo conclusiones válidas para una reflexión del trabajo realizado.

### 3. DESCRIPCIÓN DE REQUERIMIENTOS

Para cumplir con los objetivos del presente proyecto se necesitan realizar varios subsistemas electrónicos para que en conjunto cumplan las funciones marcadas y se cumplan los resultados deseados. Para llevarlo a cabo son necesarios una serie de conocimientos teóricos y técnicas de aplicación práctica. A continuación, se describen los requerimientos básicos del proyecto según los objetivos generales con una breve explicación y un diagrama de bloques sencillo:



*Figura 1. Diagrama general de los elementos que componen el proyecto*

Para diseñar un sistema de alimentación autónomo será necesaria una fuente de energía y un modo de obtención de la misma, de las que se deducen, energía solar fotovoltaica y la red eléctrica (más adelante se analizará el motivo de cada elección y la razón del descarte de las demás alternativas existentes).

Partiendo del método de energía se necesita adaptar dicha electricidad a un nivel manejable para la aplicación por lo que se necesitaran, células fotovoltaicas y un indicador de la energía que suministran en cada instante por un lado y fuentes de alimentación y convertidores de potencia por el parte de la red eléctrica.

Para que el sistema sea autónomo precisara de algún tipo de acumulador y una manera de cargarlos. Estos serán baterías recargables y el dispositivo que regulará su carga será un CI. Por último, se dispondrá de una salida USB para aprovechar dicha energía acumulada en otras aplicaciones eléctricas.

## **4. FUNDAMENTO TEÓRICO**

A continuación, se expone la base teórica en la que se fundamentan los requerimientos técnicos del presente proyecto.

### **4.1. FUENTE DE ENERGIA**

Al ser un proyecto que usa energía eléctrica para funcionar se procede analizar distintas fuentes de energía.

#### **4.1.1. ENERGÍA SOLAR**

La energía solar es la producida por la luz (energía fotovoltaica) o el calor del sol (termo solar) para la generación de electricidad o la producción de calor. Inagotable y renovable, pues procede del sol, se obtiene por medio de paneles y espejos.

Las células solares fotovoltaicas convierten la luz del sol directamente en electricidad por el llamado efecto fotoeléctrico, por el cual determinados materiales son capaces de absorber fotones (partículas lumínicas) y liberar electrones, generando una corriente eléctrica.

Por otro lado, los colectores solares térmicos usan paneles o espejos para absorber y concentrar el calor solar, transferirlo a un fluido y conducirlo por tuberías para su aprovechamiento en edificios e instalaciones o también para la producción de electricidad (solar termoeléctrica)

Sus características principales son las siguientes:

- La energía solar no contamina, cuida del medio ambiente, ya que proviene de una fuente natural como es el sol. Es un sistema de aprovechamiento de energía idóneo para zonas donde no llega el tendido eléctrico, como en zonas rurales, campos, etc. Hay sitios a los que no llega la energía eléctrica, las zonas de campo hay veces que se ven exentas de electricidad por lo que tienen que recurrir a la solar como energía alternativa.
- La energía solar requiere un gran coste inicial para el montaje del sistema de placas solares eso sí, es rentable a larga y tiene un sistema de fácil mantenimiento.
- Por otro lado, el uso de la energía solar implica tener un panel solar fotovoltaico y el estudio de su regulador de MPPT para aprovechar la máxima potencia de los paneles.
- La energía solar fotovoltaica es una fuente de energía que produce electricidad de origen renovable, obtenida directamente a partir de la radiación solar mediante un dispositivo semiconductor denominado célula fotovoltaica, o bien mediante una deposición de metales sobre un sustrato denominada célula solar de película fina.

## *Célula solar fotovoltaica*

Los paneles fotovoltaicos están formados por numerosas celdas que convierten la luz en electricidad. Las celdas son llamadas células fotovoltaicas. Estas celdas dependen del efecto fotovoltaico por el que la energía lumínica produce cargas positivas y negativas en dos semiconductores próximos de diferente tipo, produciendo así un campo eléctrico capaz de generar una corriente.

Los materiales para celdas solares suelen ser silicio cristalino o arseniuro de galio. Los cristales de arseniuro de galio se fabrican especialmente para uso fotovoltaico, mientras que los cristales de silicio están disponibles en lingotes normalizados, más baratos, producidos principalmente para el consumo de la industria microelectrónica. El silicio poli cristalino tiene una menor eficacia de conversión, pero también menor coste.

Cuando se expone a luz solar directa, una celda de silicio de 6 cm de diámetro puede producir una corriente de alrededor 0,5 A a 0,5 V (equivalente a un promedio de 90 W/m<sup>2</sup>, en un campo de normalmente 50-150 W/m<sup>2</sup>, dependiendo del brillo solar y la eficiencia de la celda).

Las células de silicio más empleadas en los paneles fotovoltaicos se pueden dividir en tres subcategorías:

- Las células de silicio mono cristalino están constituidas por un único cristal de silicio. Este tipo de células presenta un color azul oscuro uniforme.
- Las células de silicio poli cristalino (también llamado multicristalino) están constituidas por un conjunto de cristales de silicio, lo que explica que su rendimiento sea algo inferior al de las células mono cristalinas. Se caracterizan por un color azul más intenso.
- Las células de silicio amorfo. Son menos eficientes que las células de silicio cristalino, pero también más baratas. Este tipo de células es, por ejemplo, el que se emplea en aplicaciones solares como relojes o calculadoras.

Una de las principales virtudes de la tecnología fotovoltaica es su aspecto modular, pudiéndose construir desde enormes plantas fotovoltaicas en suelo hasta pequeños paneles para dispositivos eléctricos. Se trata de una tecnología que depende mucho de la investigación, por lo que en el futuro se prevé un aumento del rendimiento de las placas y, por lo tanto, una reducción de los costes.

### **4.1.2. RED ELÉCTRICA**

La red eléctrica es un conjunto de elementos interconectados para suministrar energía eléctrica desde las centrales de generación a los puntos de consumo. Los elementos principales de una red eléctrica son los que permiten que podamos disfrutar de este tipo de energía en nuestros hogares.

Las centrales de generación son instalaciones capaces de transformar energía primaria en energía eléctrica. La red de transporte es el conjunto de líneas y subestaciones, de tensión mayor o igual a 220 kV, que llevan la energía eléctrica desde las centrales de generación hasta las subestaciones de transformación.

Las subestaciones de transformación son necesarias para el funcionamiento de la red eléctrica ya que son las encargadas de variar la tensión para adaptarla al transporte (subestación elevadora) o a la distribución (subestación reductora).

La red de distribución lleva la energía eléctrica desde las subestaciones de transformación hasta los puntos de consumo en media o baja tensión ( $\leq 220\text{kV}$ ). Los gestores de las redes de distribución son las distribuidoras, las cuales son las responsables de la explotación, el mantenimiento y el desarrollo de dicha red.

Esta energía consta de las siguientes características básicas:

- La energía eléctrica es una energía que cuida del medio ambiente, aunque en menor medida que la solar y tiene un sistema de fácil mantenimiento.
- No necesita grandes costes iniciales, pero supone un coste constante, aun así, la energía eléctrica es hoy en día la reina de las energías gracias a su versatilidad y su fácil transporte a través del cableado.
- El uso de la red eléctrica nos implica un coste y mantenimiento además de la necesidad de crear un circuito transformador de energía eléctrica de 240 v y 50 Hz de corriente alterna a unos 12 v de corriente continua monofásica, para poder utilizarla en la mayoría de las aplicaciones electrónicas.

### **4.2. FUENTE DE ALIMENTACION**

Es necesaria una unidad que nos proporcione energía en forma de corriente eléctrica continua, ya que la gran mayoría de dispositivos electrónicos de baja potencia funcionan con este tipo de forma eléctrica. Estas unidades en electrónica se denominan fuentes de alimentación y convierten la corriente alterna (CA), en una o varias corrientes continuas (CC), que alimentan los distintos circuitos del aparato electrónico al que se conecta.

Generalmente están formados por los siguientes elementos básicos:

- Transformador.
- Rectificador (convertidor de potencia CA-CC).
- Filtro.
- Estabilizador.

Dependiendo de la distribución de estos elementos se tendrán dos tipos de fuentes:

- Lineales.
- Conmutadas.

A continuación, se procede a explicar el funcionamiento de cada componente y su importancia dentro de la fuente de alimentación.

### *Transformador*

Esta conversión de energía eléctrica se consigue en primer lugar por medio de un transformador. Es un dispositivo que transfiere energía eléctrica de un circuito a otro. Cuando se hace pasar corriente alterna a través de una bobina, en esta aparece un campo magnético variable, cuya frecuencia será igual a la frecuencia de la corriente alterna; por otro lado, si se tiene un campo magnético variable y ha este se le acerca una bobina, en la bobina aparecerá una corriente alterna cuya frecuencia será igual a la frecuencia del campo magnético variable.

Será el primario del transformador el que se conecte a la red eléctrica una vez conectado, la corriente alterna provocará que en el primario aparezca un campo magnético variable el cual será reforzado por el núcleo de hierro, la frecuencia de este campo magnético será la misma que la de la red eléctrica(50Hz, 60Hz); será este campo magnético variable, el que provoque que en el secundario del transformador se genere una corriente alterna de una frecuencia igual a la frecuencia del campo magnético generado por el primario, la cual será igual a la frecuencia de la red eléctrica domestica (50Hz, 60Hz). En cuanto a la tensión de salida, esta dependerá del número de vueltas de hilo de cobre que tenga la bobina del secundario; matemáticamente se deduce una relación que dice:

$$\frac{V1}{N1} = \frac{V2}{N2} = Constante \quad (1)$$

*V1 es la tensión de entrada en el primario.*

*N1 es el número de vueltas en la bobina del primario.*

$V_2$  es la tensión de salida en el secundario.

$N_2$  es el número de vueltas en la bobina del secundario.

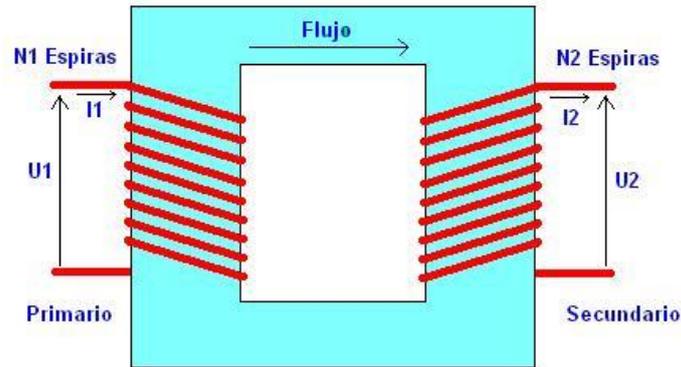


Figura 2. Esquema básico de un transformador

De aquí se puede ver que la relación entre la tensión de entrada  $V_1$  (corriente alterna de la red eléctrica) y el número de vueltas de la bobina del primario  $N_1$ , al compararse con la relación entre la tensión de salida  $V_2$  y el número de vueltas del secundario  $N_2$ , deben de ser iguales a un valor constante. Esto quiere decir que, si  $N_2$  es menor que  $N_1$ , para que la relación se mantenga constante, el valor de la tensión de salida  $V_2$  tendrá que ser menor que la tensión de entrada  $V_1$ ; por el contrario, si el valor de  $N_2$  es mayor que el valor de  $N_1$  entonces la tensión de salida  $V_2$  será mayor que la tensión de entrada  $V_1$ ; de ahí que se tengan transformadores reductores de tensión y transformadores elevadores de tensión.

### Rectificador

Una vez se dispone de la energía eléctrica en los rangos deseados de corriente alterna se necesita una conversión de dicha corriente alterna en corriente continua. Esto se consigue por medio de un convertidor electrónico de potencia C.A. a C.C., el rectificador. Su función es convertir la corriente alterna que sale del secundario del transformador en corriente continua, sin embargo, esta corriente no quedara completamente en forma continua si no pulsante, ya que consta de una parte continua y una parte alterna. El rectificador está constituido por diodos, de los que se aprovecha la propiedad que tienen de conducir la corriente eléctrica en un solo sentido, cuando conducen están polarizados en forma directa y cuando no conducen están polarizados en forma inversa.

La corriente alterna tiene una forma de onda senoidal por lo tanto en determinados instantes de tiempo tendrá valores positivos y valores negativos. Su valor de voltaje irá alternando en el tiempo, dichos valores se repetirán y el tiempo que tardan en repetirse se denomina periodo, de ahí se obtiene que la corriente alterna es periódica. A la inversa de este tiempo se le conoce como frecuencia.

En la siguiente imagen se muestra la forma de onda de la corriente alterna:

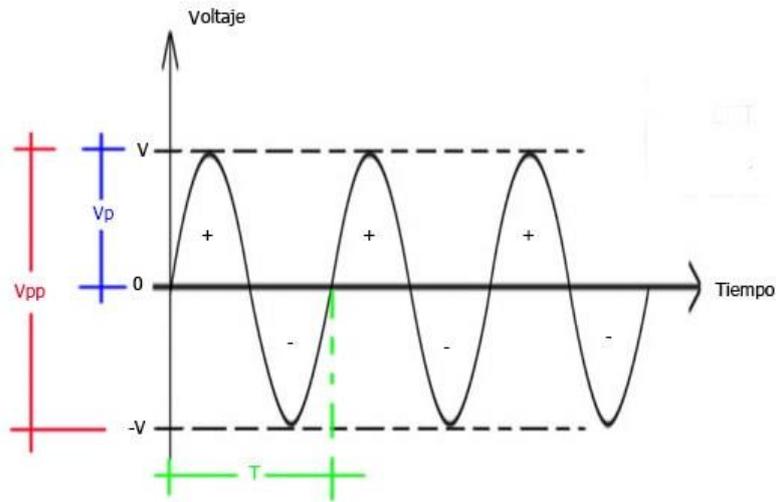


Figura 3. Forma de onda de la corriente alterna

La tensión alterna tiene un valor de continua de cero si se mide la tensión alterna con un multímetro lo que se mide es el valor eficaz de la tensión alterna de la que su representación matemática es:

$$V_{eff} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

Para rectificar toda la corriente alterna, no solo la parte positiva sino también la negativa, se debe utilizar un elemento conocido como puente de diodos y lo que se obtiene una vez que la corriente alterna ha pasado por el puente de diodos se conoce como rectificación de onda completa.

En la imagen adyacente se puede ver cómo sería la distribución de los diodos para este tipo de rectificador, además se muestra como hay que conectar el secundario del transformador y la carga al puente de diodos.

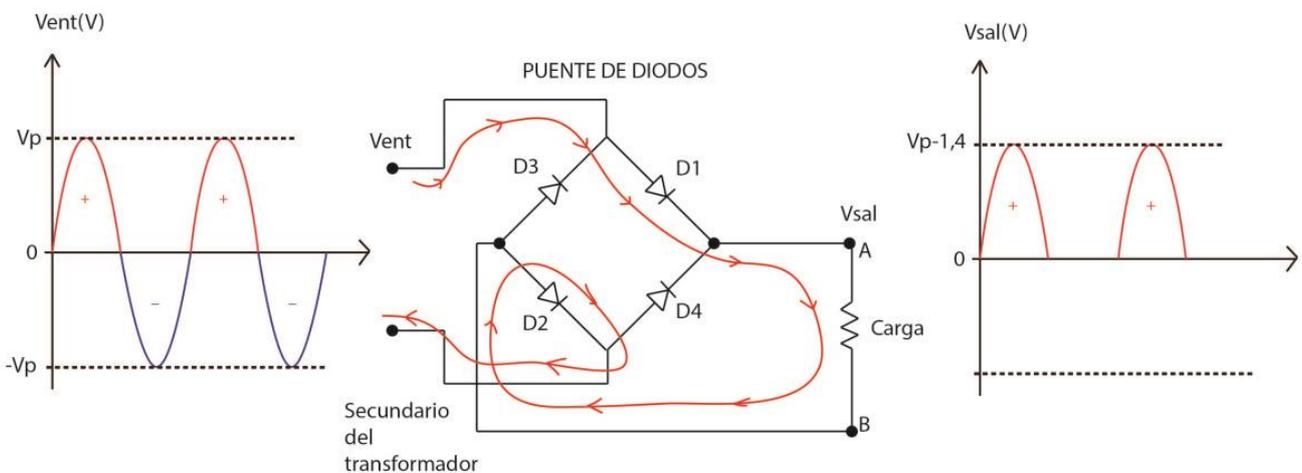


Figura 4. Diodos D1 y D2 convirtiendo la parte positiva de la señal alterna en pulsante.

Cuando la parte positiva de la tensión alterna ingresa al puente de diodos, D1 y D2 se polarizarán en directa y conducirán la corriente, mientras que D3 y D4 se polarizan en inversa con lo cual no se activan y no conducen corriente.

Cuando la parte negativa de la tensión alterna ingresa al puente de diodos, D4 y D3 se polarizan en directa y cuando sobre cada uno de ellos caiga aproximadamente 0,7V ambos diodos se activarán; para este caso D1 y D2 se polarizan en inversa y no conducirán corriente. Este comportamiento se observa gráficamente a continuación:

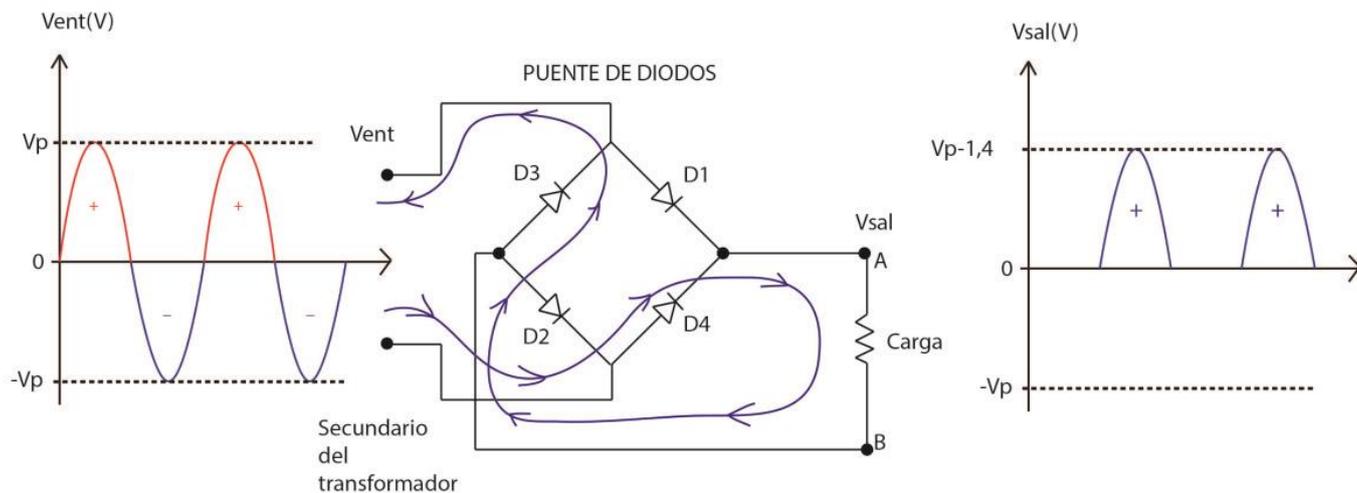


Figura 5. Diodos D1 y D2 convirtiendo la parte negativa de la señal alterna en pulsante.

En la siguiente imagen se puede ver la forma de onda de la salida (en verde) que corresponde a la rectificación de onda completa, se comprueba que mediante el puente de diodos se puede rectificar la parte positiva y la parte negativa de la tensión alterna de la entrada; se observa que la tensión de salida será 1,4V menor a la tensión de entrada.

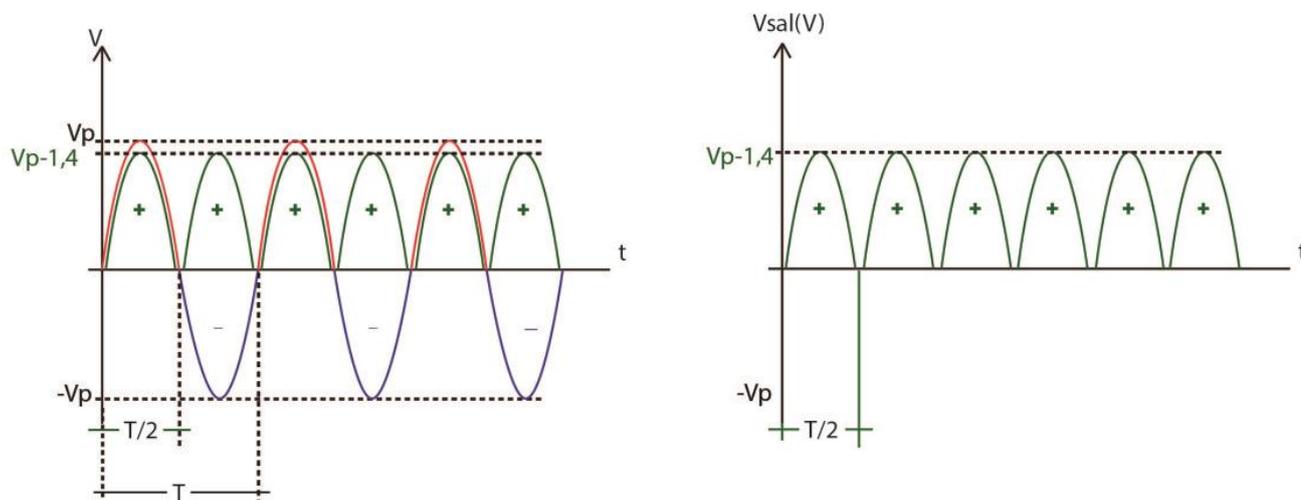


Figura 6. Comparación entre la tensión de entrada y la tensión de salida

Como se ha mencionado anteriormente la corriente alterna rectificada no es continua sino pulsante. Para esta forma de onda el valor medio de voltaje es decir lo que se mide en la salida con un multímetro cuando esté preparado para medir corriente continua, se puede hallar matemáticamente de la siguiente forma:

$$V_{dc} = \frac{2(V_p - V_{diodo})}{\pi} \quad (3)$$

La frecuencia de la tensión de salida es el doble de la frecuencia de la tensión de entrada:

$$f_{(sal)} = 2f_{(ent)} \quad (4)$$

Por otro lado, la elección de los diodos dependerá de cuenta corriente va suministrar la fuente, además se debe tener en cuenta el voltaje de pico inverso del diodo, el que indica cuanta tensión en inversa es capaz de soportar el diodo. Este voltaje de pico inverso tiene que ser mayor que el voltaje de pico de la salida del secundario del transformador.

### Filtro

Para obtener un nivel de tensión continua mucho mejor que el obtenido con el puente de diodos, la onda rectificada pulsante se pasa por un filtro, el cual está constituido por uno o más condensadores electrolíticos. En la imagen siguiente se representa el circuito para una fuente de alimentación con filtro por condensador:

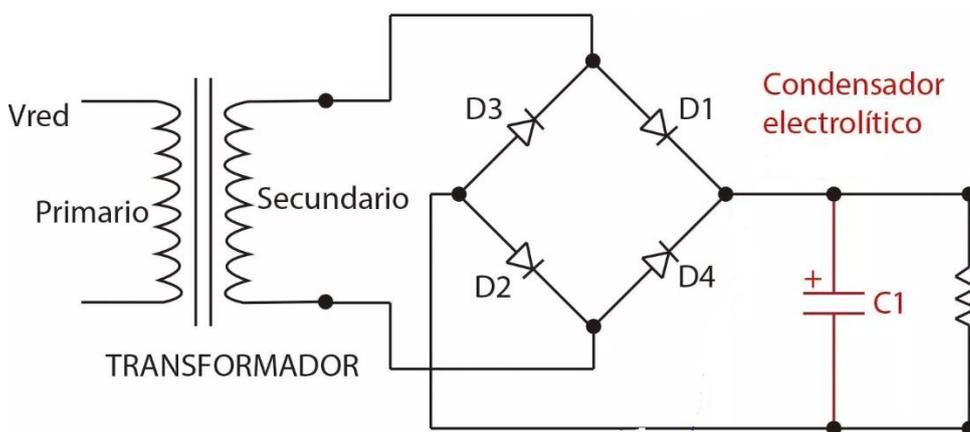


Figura 7. Filtro por condensador

Para el primer ciclo del voltaje rectificad el voltaje del ciclo aumenta desde 0V hasta  $(V_p - 1,4)$  V el condensador se cargará a través de los diodos que estén activos (D1 y D2 o D3 y D4) hasta  $(V_p - 1,4)$  V. A continuación, el voltaje en el ciclo empezará a disminuir, esto provocará que los diodos que estaban

conduciendo se polaricen en inversa y dejen de conducir o se apaguen, ya que la tensión del ánodo de los diodos que es la tensión que sale del secundario del transformador se hará menor que la tensión del cátodo de los diodos que es el valor al cual se ha cargado el condensador.

La constante de tiempo de descarga del condensador es mucho mayor que el periodo de la tensión rectificada por lo que llegará un momento mientras el condensador está descargando que la tensión del siguiente ciclo se haga mayor a la tensión que tiene el condensador y provoque que el otro par de diodos se activen y conduzcan la corriente, esto provocará que el condensador vuelva a cargarse hasta  $(V_p - 1,4) V$ ; después el ciclo disminuirá su valor. Todo ese proceso se repetirá para los siguientes ciclos del voltaje rectificad. Este proceso se puede observar gráficamente en la siguiente imagen donde la pendiente positiva de la onda eléctrica corresponde al periodo de conducción de un par de diodos y de la carga del condensador. Por otro lado, la pendiente negativa indica el periodo de descarga del condensador.

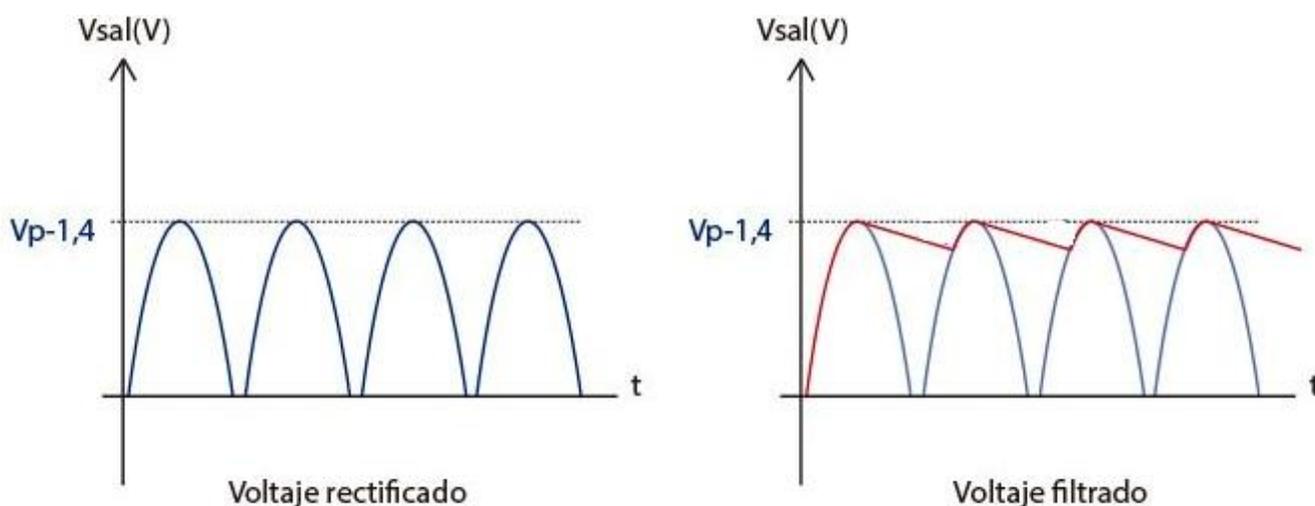


Figura 8. Proceso de carga y descarga del condensador para producir el filtrado.

Este filtrado sin embargo deja un rizado de la señal de salida como se observa a continuación:



Figura 9. Rizado de la señal continua resultante del filtrado.

Esta tensión de rizado corresponde a la siguiente formula:

$$V_{ppr} = \frac{I}{fC} \tag{5}$$

$I$  es la corriente continua que se quiere que suministre la fuente de alimentación.

$f$  es la frecuencia del rizado que será igual a la frecuencia de la tensión rectificada.

$C$  es la capacitancia del condensador utilizado como filtro.

Para que la tensión medida sea totalmente continua, será necesario hacer el rizado lo menor posible. Sin embargo, no se puede aumentar la capacitancia del condensador hasta cualquier valor para disminuir la tensión de rizado. Lo más recomendable es que el  $V_{ppr}$  sea el 10% de  $(V_p - 1,4) V$  de esta manera se evitará dañar los diodos y la bobina del secundario.

### Estabilizador

Es necesario un dispositivo que regule el nivel de tensión continua al valor necesario para cada aplicación y que consiga una estabilidad que reduzca las ligeras fluctuaciones presentes en circuitos de corriente alterna.

Un regulador de tensión o regulador de voltaje es un dispositivo electrónico diseñado para mantener un nivel de tensión constante. Los reguladores electrónicos de tensión se encuentran en dispositivos como las fuentes de alimentación de los computadores, donde estabilizan las tensiones de corriente continua usadas por el procesador y otros elementos.

#### 4.2.1. FUENTES LINEALES Y CONMUTADAS

A continuación, se exponen dos tipos de fuentes de alimentación: Las fuentes lineales y las fuentes conmutadas.

Las fuentes lineales siguen el esquema: transformador, rectificador, filtro, regulación y salida:

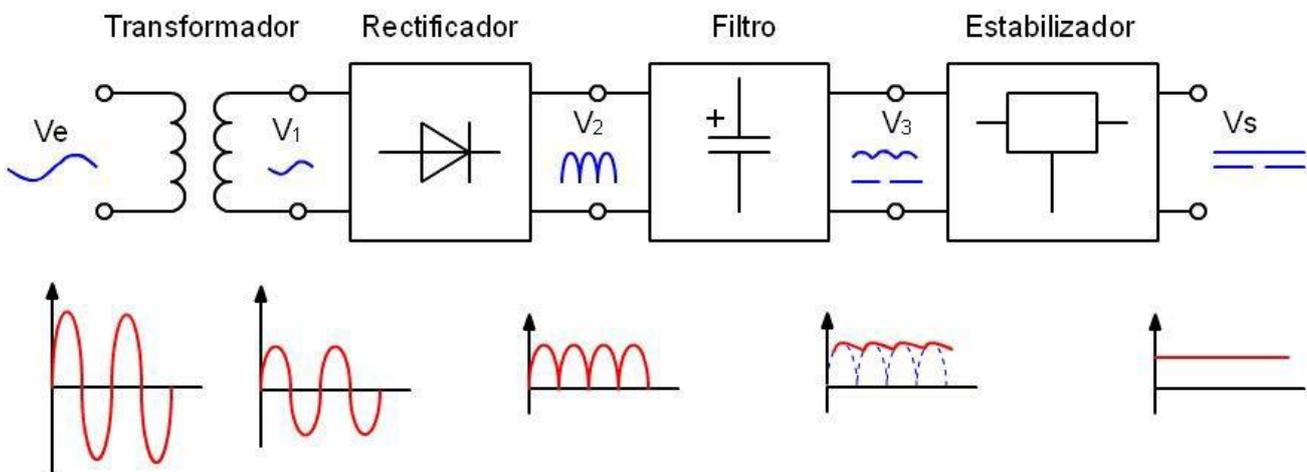


Figura 10. Diagrama de bloques de una fuente de alimentación lineal

En primer lugar, el transformador adapta los niveles de tensión y proporciona aislamiento galvánico. El circuito que convierte la corriente alterna en continua se llama rectificador, después suelen llevar un circuito que disminuye el rizado como un filtro de condensador. La regulación, o estabilización de la tensión a un valor establecido, se consigue con un componente denominado regulador de tensión. La salida puede ser simplemente un condensador. Esta corriente abarca toda la energía del circuito. En esta fuente de alimentación deben tenerse en cuenta unos puntos concretos a la hora de decidir las características del transformador.

Las fuentes conmutadas se basan en: rectificador, conmutador, transformador, otro rectificador y salida.

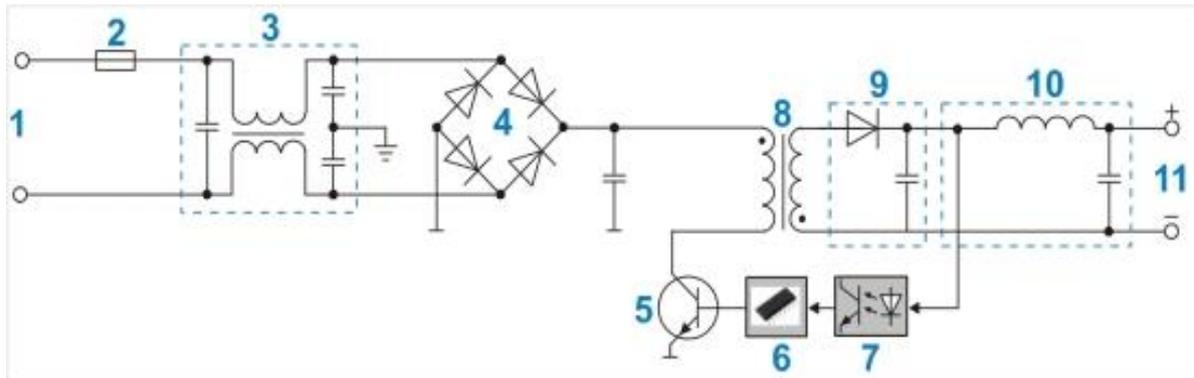


Figura 11. Circuito con los componentes básicos de una fuente de alimentación conmutada

Partes:

- |                               |                                     |                              |                      |
|-------------------------------|-------------------------------------|------------------------------|----------------------|
| 1) Tensión alterna de entrada | 4) Rectificador en puente de Graetz | 7) Optoacoplador             | 9) Rectificador      |
| 2) Fusible                    | 5) Transistor modulador             | 8) Transformador de impulsos | 10) Filtro de salida |
| 3) Filtro de entrada          | 6) Controlador PWM                  |                              | 11) Tensión continua |

Una fuente conmutada “SMPS” (*Switched Mode Power Supplies*) es un dispositivo electrónico que transforma energía eléctrica mediante transistores en conmutación. Mientras que un regulador de tensión utiliza transistores polarizados en su región activa de amplificación, las fuentes conmutadas utilizan los mismos conmutándolos activamente a altas frecuencias (20-100 kHz típicamente) entre corte (abiertos) y saturación (cerrados).

La forma de onda cuadrada resultante es aplicada a transformadores con núcleo de ferrita (los núcleos de hierro no son adecuados para estas altas frecuencias) para obtener uno o varios voltajes de salida de corriente alterna (CA) que luego son rectificadas (con diodos de rápida conmutación) y filtradas (inductores y capacitores) para obtener los voltajes de salida de corriente continua (CC).

Las ventajas de este método incluyen menor tamaño y peso del núcleo, mayor eficiencia y por lo tanto menor calentamiento. Las desventajas comparándolas con fuentes lineales es que son más complejas y generan ruido eléctrico de alta frecuencia que debe ser cuidadosamente minimizado para no causar interferencias a equipos próximos a estas fuentes.

La regulación se obtiene con el conmutador, normalmente un circuito PWM (*Pulse Width Modulation*) que cambia el ciclo de trabajo. Aquí las funciones del transformador son las mismas que para fuentes lineales pero su posición es diferente. El segundo rectificador convierte la señal alterna pulsante que llega del transformador en un valor continuo. La salida puede ser también un filtro de condensador o uno del tipo LC.

### 4.3. CONVERTIDOR DE POTENCIA

Un convertidor electrónico de potencia es en realidad un dispositivo que se comporta como un interruptor que está construido con semiconductores y que ajusta la corriente eléctrica a los niveles de diseño requeridos. Estos interruptores pueden ser diodos, transistores o tiristores. Según la disposición de los elementos del circuito eléctrico existen varios tipos de convertidores para diferentes tipos de señales:

- *Convertidores de C.A. a C.C.:* También son llamados rectificadores. Transforma una señal de C.A. de entrada en una señal C.C. de salida. La corriente continua se puede variar por medio de un tiristor. Este tipo de convertidor se suele utilizar para variar la velocidad de los motores C.C.
- *Convertidores de C.C. a C.C.:* Se transforma una señal de C.C. de entrada en otra señal C.C. de salida de mayor o menor amplitud, según la necesidad. También son conocidos con los nombres de *bucks* o recortadores.
- *Convertidores de C.C. a C.A.:* También llamados inversores u onduladores. Modificando la frecuencia de la onda C.A. se controla la velocidad de los motores C.A.
- *Convertidores de C.A. a C.A.:* También llamados cicloconvertidores. Transforman una señal C.A. con tensión y frecuencia constantes en una señal de C.A. de salida con tensión y frecuencia variable

El primer grupo de convertidores ya se han explicado anteriormente en las fuentes de alimentación por lo que solo falta un grupo por analizar los convertidores de potencia C.C. a C.C. ya que los demás convertidores no serán utilizados en el proyecto. Este tipo de convertidores se pueden clasificar según su función. Para reducir el nivel de tensión existen varias alternativas como son los reguladores lineales y los reguladores conmutados. Estos últimos pueden operar como reductores tanto como elevadores de tensión.

### 4.3.1. REGULADORES LINEALES

Controlan la tensión de salida ajustando continuamente la caída de tensión en un transistor de potencia conectado en serie entre la entrada no regulada y la carga.

#### Reguladores de tensión con componentes discretos

Un regulador de tensión está constituido por una serie de bloques funcionales que permiten estabilizar la tensión de salida. La figura X muestra el diagrama de bloques de este circuito formado por: referencia de tensión, circuito de muestreo, amplificador de error y elemento de control. Una variación de la tensión de salida ( $V_o$ ) es detectada por el amplificador al comparar la referencia de tensión y el circuito de muestreo.

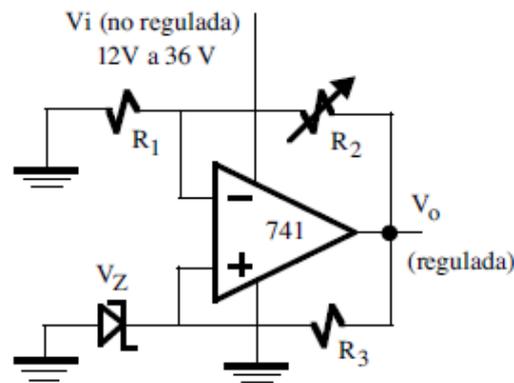


Figura 12. Regulador de tensión lineal construido con componentes discretos

#### Reguladores de tensión monolíticos

Los reguladores de tensión monolíticos comprenden a una gran variedad de CIs. Contienen una referencia de tensión, un amplificador-comparador de error, dispositivos de control y circuitería de protección, todo ello en un simple circuito monolítico. Proporcionan una tensión de salida fija positiva (reguladores de tensión positivos), fija negativa (reguladores de tensión negativos) o ajustable a través de potenciómetros.

##### ➤ Reguladores de tensión fija tri-terminal

Los reguladores de tensión típicos de tres terminales tienen un terminal para la entrada no regulada (IN), la salida regulada (OUT) y tierra (COMMON) y están ajustados para proporcionar una tensión de salida constante tal como +5V o +15V o -15V. Dentro de esta categoría se encuentra la serie  $\mu A78XX$  (positivos) o  $\mu A79XX$  (negativos) de *Fairchild*.

En la figura 15 se muestra un regulador de tensión fija de 12 V:

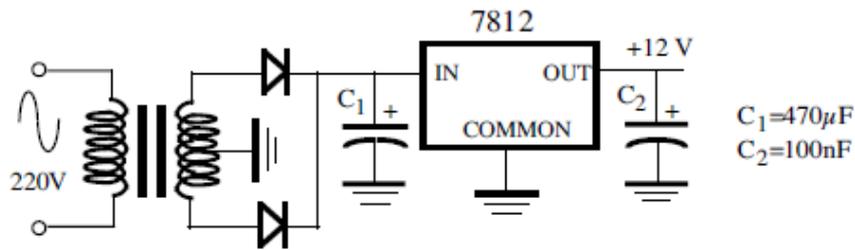


Figura 13. Regulador de tensión lineal monolítico de tensión fija

#### ➤ Reguladores de tensión ajustable tri-terminal

Los reguladores ajustables de tres terminales permiten ajustar la tensión de salida a partir de resistencias externas conectadas al terminal denominado ADJUSTMENT o ADJ. Uno de los más populares productos de este tipo es el LM317 (positivo) y LM337 (negativo) de *National Semiconductor* capaces de proporcionar hasta 1.5 A de corriente de salida.

Otros ejemplos de reguladores de tensión ajustables tri-terminal son: LM338 de *National Semiconductor* cuya corriente de salida alcanza los 5 A, LT1038 de *Linear Technology* y LM396 de 10 A de *National Semiconductor*.

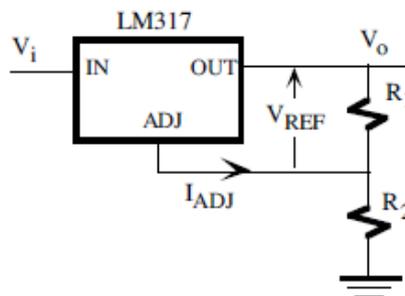


Figura 14. Regulador de tensión lineal monolítico de tensión ajustable

### 4.3.2. REGULADORES DE CONMUTACIÓN

Utilizan un transistor de potencia como conmutador de alta frecuencia, de tal manera que la energía se transfiere desde la entrada a la carga en paquetes discretos. El transistor está constantemente conmutando entre corte y saturación. En estas regiones de operación, el transistor disipa muy poca potencia. Debido a este modo de operación, los reguladores de conmutación son bastante eficientes (a menudo alcanzan el 80% de eficiencia), especialmente cuando las diferencias entre la entrada y la salida son altas.

En los reguladores de conmutación un transistor que funciona como conmutador aplica periódicamente toda la tensión no regulada a una autoinducción durante intervalos cortos. La corriente de la autoinducción crece durante cada pulso, almacenando una energía que se transfiere a un filtro capacitivo a la salida.

### **Tipos de convertidores**

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

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

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

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

### **Convertidor Buck**

El convertidor Buck es una fuente conmutada DC-DC que reduce la tensión de salida con respecto a la tensión de la fuente de alimentación, manteniendo la tensión de salida constante frente a las variaciones de la tensión de entrada o a variaciones producidas por la carga, mediante una ley de control, ya sea por corriente, tensión o corriente y tensión. Su principio básico se centra en la reducción de la tensión de entrada en la salida, mediante una frecuencia de conmutación en el elemento conmutador, y un ciclo de trabajo que determinará el porcentaje de señal de entrada que se obtendrá en la salida.

En la figura se puede observar la representación gráfica del mismo:

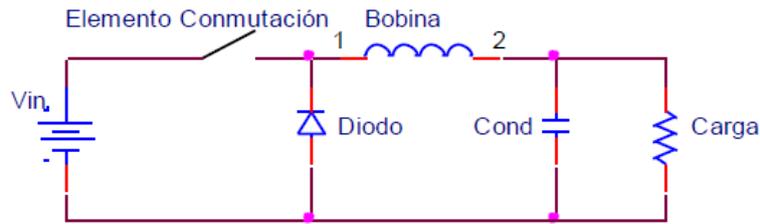


Figura 15. Esquema de funcionamiento básico de un Buck

### **Convertidor Boost**

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

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

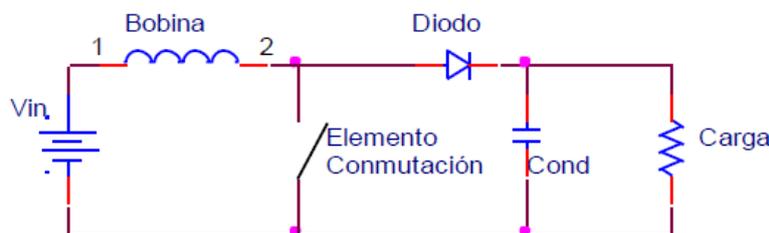


Figura 16. Esquema de funcionamiento básico de un Boost

### **Convertidor Buck-Boost**

El convertidor Buck-Boost es un tipo de fuente conmutada DC – DC que suministra un voltaje de salida que puede ser mayor o menor al de la entrada, por lo que la polaridad de la tensión de salida es inversa a la de entrada. Se trata de la conexión en cascada de un convertidor reductor (Buck) con otro elevador (Boost). En todos los convertidores conmutados existen dos modos de funcionamiento dependiendo de la continuidad o no de la corriente que circula por la bobina. De esta manera cuando la corriente sea siempre mayor que cero durante todo el periodo de conmutación, el convertidor trabajará en modo de conducción continua.

En la figura se puede observar la representación gráfica del mismo:

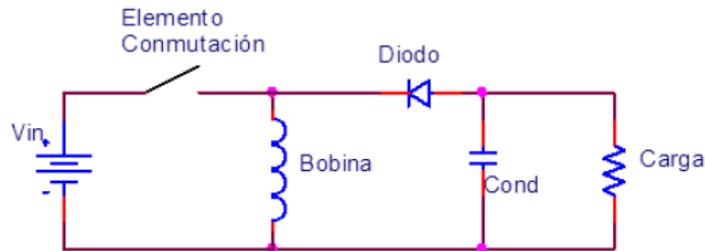


Figura 17. Esquema de funcionamiento básico de un Buck- Boost

### **Funcionamiento y Control PWM**

Estos convertidores basan su funcionamiento en una frecuencia de conmutación en el elemento interruptor, y un ciclo de trabajo que determinará el porcentaje de señal de entrada que se obtendrá en la salida. Esto se consigue generando una señal cuadrada o senoidal periódica que indicara al elemento conmutador cuando debe conducir corriente y cuando no. Lo que hace este tipo de señal es emitir, en lugar de una señal continua en nuestra salida, emite una serie de pulsos en los que podremos variar su duración. Esta variación de ancho de pulso se conoce como señal PWM (Pulse Width Modulation) y consiste en variar los tiempos de encendido y apagado, es decir Ton y Toff (Ton=+V; Toff=0). Al cambiar el valor de un PWM, en realidad se están modificando estos tiempos.

Uno de las características más importantes de una señal PWM es su ciclo de trabajo o Duty Cycle, en inglés, ya que este es el que varía en un PWM. El ciclo de trabajo no es otra cosa que la relación entre el tiempo de encendido y el periodo o tiempo total del PWM.

$$DC = \frac{T_{ON}}{T} \quad (6)$$

De esta manera la tensión promedio resultante, es directamente proporcional a la duración de estos pulsos dentro del rango de nuestro periodo, es decir, cuanto mayor sea el duty cycle, mayor tiempo estará la señal de tensión en alto, sin variar el periodo y viceversa. Por consecuencia, como el periodo no varía, si el tiempo de encendido aumenta, el tiempo de apagado disminuye.

En la figura se puede observar el control del ciclo de trabajo de una señal cuadrada:

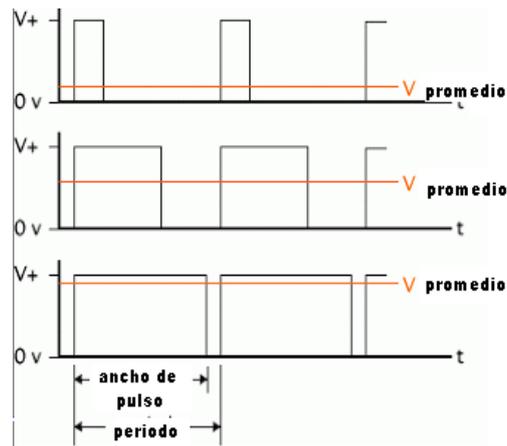


Figura 18. Control del ciclo de trabajo.

La frecuencia de conmutación lógicamente es muy elevada y no puede generarse manualmente con el interruptor, esto unido al deseo de autonomía del proyecto, hace que sea necesario otro dispositivo complementario que proporcione dicha frecuencia.

Una forma de implementar un oscilador de onda cuadrada astable (sin estados estables), es utilizar el NE 555 *Timer*. Este es uno de los CI de temporización más comúnmente disponibles y tiene muchos usos diferentes. Además de usarse para construir osciladores astables, también se puede usar en modo monoestable (un estado estable).

El NE555 en su configuración astable se puede usar para generar una señal de onda cuadrada con una serie de variaciones:

- Onda cuadrada con una proporción uniforme o desigual en relación con el espacio
- Tren de pulsos
- Modulación de ancho de pulso
- Modulación de frecuencia

El NE 555 utiliza dos comparadores, un flip-flop con restablecimiento de configuración (que incluye un restablecimiento 'maestro'), un búfer de salida y un transistor de descarga de condensador. Muchas de las funciones están pre programadas, pero una entrada de control permite cambiar los voltajes de umbral del comparador, y son posibles muchas implementaciones de circuitos diferentes.

El diagrama de bloques muestra las partes esenciales internas del CI.

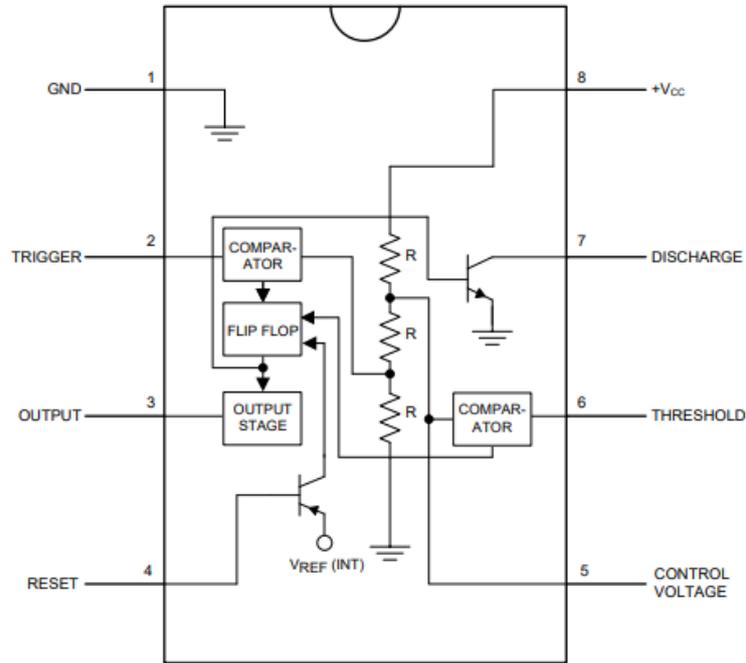


Figura 19. Diagrama de bloques interno y entradas y salidas de un NE 555

El término 'astable' significa, literalmente, 'no estable', la definición misma de un oscilador. La salida cambia de alto a bajo y viceversa siempre que haya energía disponible y el pin de restablecimiento se mantenga en estado alto. A continuación, se muestra una aplicación típica del timer NE 555 en modo oscilador astable para generar una señal de pulsos cuadrada con una frecuencia determinada. La tasa de repetición del pulso está determinada por los valores de R1, R2 y C1.

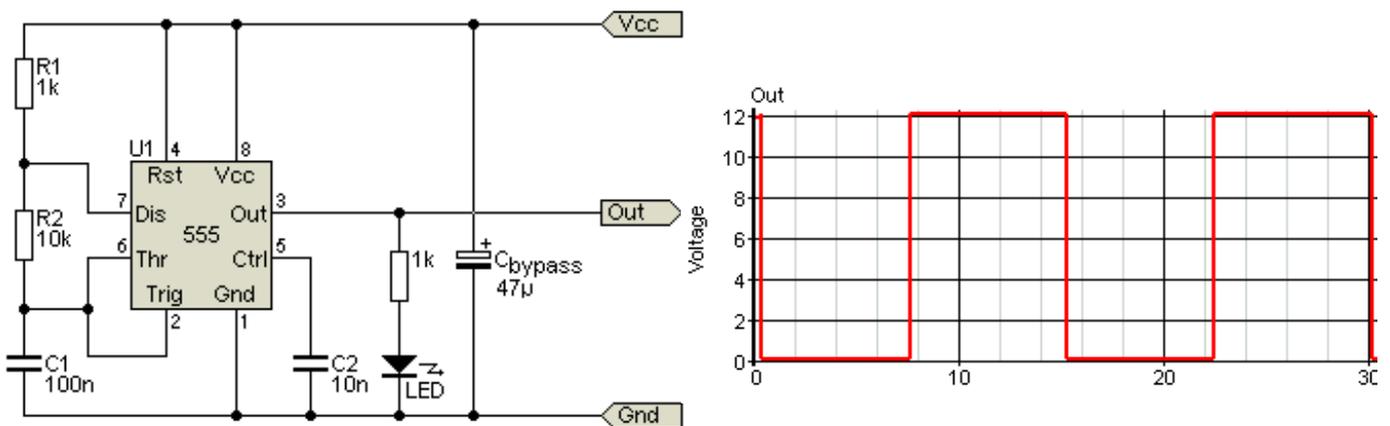


Figura 20. Diseño básico de un 555 en configuración astable y su tensión de salida

El diseño básico NE555 astable descrito utiliza dos resistencias de temporización cuando se producen ondas cuadradas. Durante el periodo de carga, el condensador de temporización C1 se carga a través de R1 y R2, pero solo se usa R2 mientras se descarga. En esta configuración básica, la resistencia utilizada para sincronizar el período alto siempre debe ser mayor que la utilizada durante el período bajo. El período alto de la onda, por lo tanto, siempre debe ser más largo que el período bajo. De ello se deduce que la versión básica del 555 astable produce ondas cuadradas que pueden aproximarse, pero nunca tener una relación de espacio de marca de 1:1 (*Duty Cycle = 50%*).

#### **4.4. CIRCUITO DE CARGA**

Las baterías recargables necesitan un circuito que suministre corriente eléctrica en sus bornes, sin embargo, debido a las características especiales de mantenimiento y durabilidad de estas no es recomendable conectarlas directamente a una fuente de alimentación. Por ello es necesario la implementación de un circuito complementario que controle y regule el suministro de potencia eléctrica entregado a las baterías. Una carga demasiado rápida, sin control de potencia o un constante suministro sobre ellas pone en riesgo su vida útil. Otros factores como la temperatura de funcionamiento pueden llegar a provocar la destrucción del componente si no se controlan de la manera adecuada.

Existen variedad de diseños hardware para controlar estos factores que en mayor o menor medida dependen del tipo de batería que se desea utilizar. Siendo los circuitos integrados los que mayor eficiencia de control llegan a obtener. Estos circuitos de control son esenciales para cualquier aplicación de funcionamiento autónomo. Este tipo de cargadores basados en CIs son comúnmente llamados cargadores inteligentes. La corriente de salida depende del estado de la batería. Este cargador controla el voltaje de la batería, su temperatura y el tiempo que lleva cargándose, proporcionando una corriente de carga adecuada en cada momento. El proceso de carga finaliza cuando se obtiene la relación adecuada entre voltaje, temperatura y/o tiempo de carga.

En las baterías de Ni-Cd y Ni-MH, el voltaje que puede ofrecer la batería aumenta poco a poco durante el proceso de carga hasta que la batería está totalmente cargada. Tras esto el voltaje disminuye, lo que indica a un cargador inteligente que la batería está totalmente cargada. Un cargador inteligente típico carga la batería hasta un 85% de su capacidad máxima en menos de una hora, entonces cambia a carga de mantenimiento, lo que requiere varias horas hasta conseguir la carga completa.

A continuación, se observa el esquema electrónico de un circuito básico que carga de baterías de níquel, pero sin tener en cuenta las características de control de carga y mantenimiento y con muy poca eficiencia.

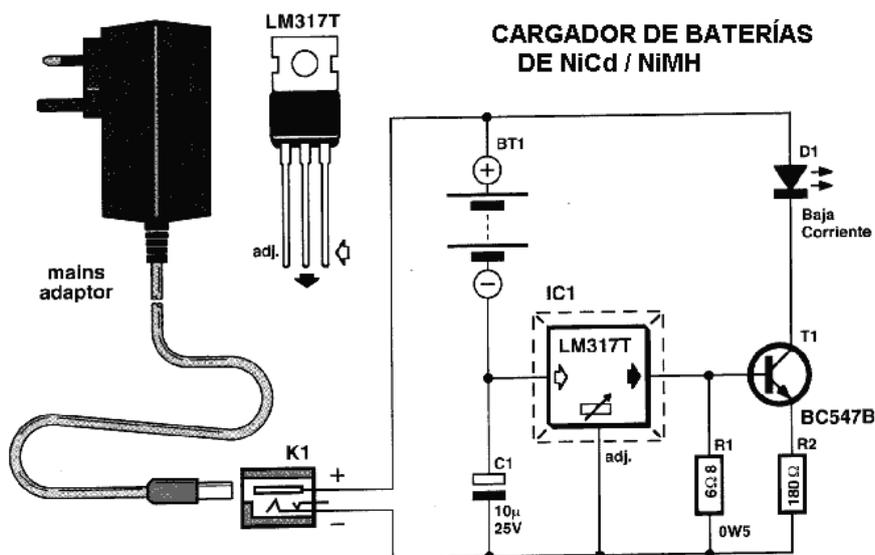


Figura 21. Cargador básico de baterías con un regulador lineal

Dependiendo del tipo de batería y de sus características principales serán necesarias unas condiciones de control de carga y mantenimiento específicas.

#### 4.4.1. ASPECTOS ESENCIALES PARA LA CARGA OPTIMA DE BATERÍAS LI-ION

En el caso de las baterías de Litio no son necesarias muchas restricciones salvo en el control de la temperatura y el ajuste de tensión máximo de carga. Se debe limitar la corriente de carga en función de la temperatura de las baterías durante situaciones de alta potencia o altas condiciones ambientales. Debido al voltaje adicional y a una mayor capacidad de energía, una batería de Li-ion podría incendiarse o explotar si se carga en un cargador de Ni-Cd o Ni-MH. Este debe dar de 3,8 a 4,2 voltios por celda. Nunca usar un sistema de baja energía (de goteo). Este puede causar que el litio se adhiera al ánodo de la batería y que el oxígeno sea generado en el cátodo, produciendo una mezcla extremadamente inflamable.

Se recomienda cargar las baterías de ion de litio a un 40% antes de almacenarlas por largos periodos. No es bueno para la batería cargarla por completo y después almacenarla, dado que esto reducirá su vida útil. Las baterías Li-ion están diseñadas para operar con seguridad dentro de su voltaje normal de operación, pero se hacen cada vez más inestables si se las carga a tensiones más elevadas. Cuando se carga por encima de 4.30 V, la celda causa recubrimiento metálico de litio en el ánodo, el material del cátodo se transforma en un agente oxidante, pierde estabilidad y libera oxígeno. El sobrecalentamiento hace que la celda se caliente.

#### 4.4.2. ASPECTOS ESENCIALES PARA LA CARGA OPTIMA DE BATERÍAS NI-MH Y NI-Cd

Las baterías Ni-Cd y Ni-MH están entre las baterías más difíciles de cargar con precisión. Mientras que con las baterías de Li-ion y se puede controlar la sobrecarga simplemente ajustando un voltaje de carga máximo, las baterías basadas en níquel no tienen un voltaje de "carga flotante". Así que la carga se basa en forzar la corriente a través de la batería.

La eficiencia de carga de las baterías de hidruro metálico de níquel es generalmente del 66%, lo que significa que se deben colocar 150 amperios por hora en la batería por cada 100 amperios por hora que salgan. La protuberancia  $\Delta V$  que es indicativa del final de la carga, es mucho menos pronunciada en las Ni-MH que en las Ni-Cd, y es muy dependiente de la temperatura. Dado que el indicador  $\Delta V$  no siempre es fácil de ver, es probable que se produzca una sobrecarga leve. Por esta razón, no se recomienda usar el  $\Delta V$  como criterio de terminación para las baterías de Ni-MH.

Cuando la batería llega al final de la carga, el oxígeno comienza a formarse en los electrodos y se vuelve a combinar en el catalizador. Esta nueva reacción química crea calor, que puede medirse fácilmente con un termistor. Esta es la forma más segura de detectar el final de la carga durante una carga rápida.

##### ➤ Carga lenta:

La forma más económica de cargar una batería de hidruro metálico de níquel es cargarla a  $C / 10$  o menos (10% de la capacidad nominal por hora). Por lo tanto, una batería de 100 mA<sub>H</sub> se cargaría a 10 mA durante 15 horas. Este método no requiere un sensor de fin de carga y garantiza una carga completa.

##### ➤ Carga rápida:

Si se usa un monitor de temperatura, las baterías de Ni-MH se pueden cargar a velocidades de hasta 1C (es decir, el 100% de la capacidad de la batería en amp-horas durante 1,5 horas). Cuando termine el aumento de temperatura, el valor  $dT / dt$  que se explicara a continuación se debe establecer de 1 a 2 grados °C por minuto.

##### ➤ Carga de goteo:

En el modo de espera, es posible que se quiera mantener una batería de Ni-MH cargada sin dañar las células. Esto se puede hacer de manera segura a una corriente de entre 0.03 C y 0.05 C. El voltaje requerido para esto depende de la temperatura, así que se debe de regular la corriente en el cargador.

➤ Métodos de finalización de carga:

Estos dos métodos de finalización de la carga funcionan bien para Ni-Cd, y ambos se aplican también a Ni-MH. El  $dT/dt$  mide el aumento de temperatura al final de la carga. Una vez que la batería está completamente cargada, comienza nuevas reacciones químicas para absorber la corriente innecesaria. En las baterías de hidróxido de níquel, esto consiste en generar y recombinar oxígeno. Este proceso calienta la batería, así, este aumento repentino de la temperatura se puede utilizar para terminar la carga. Otro efecto del ciclo de generación/recombinación de oxígeno es reducir ligeramente el voltaje de la batería. Si se puede detectar esta depresión de voltaje, se puede usar esta señal para terminar la carga. El método  $-dV/dt$  es el más sencillo porque no requiere un sensor de temperatura, sin embargo, el mejor método para NiMH es el método  $dT/dt$ .

Hay dos razones principales, con la batería Ni-MH, la depresión de voltaje es más pequeña y más difícil de detectar que con la batería Ni-Cd. Esto casi siempre garantiza una sobrecarga, que limitará el número total de ciclos de carga / descarga antes de que falle la batería. En segundo lugar, una nueva batería de Ni-MH tiene picos falsos al principio de la carga, por lo que el cargador podría terminar la carga demasiado pronto.

#### 4.5. BATERÍAS

Una batería eléctrica, es un dispositivo que consiste en una o más celdas electroquímicas que pueden convertir la energía química almacenada en corriente eléctrica. Las baterías básicamente consisten en dos electrodos metálicos sumergidos en un líquido, sólido o pasta que se llama electrolito. El electrolito es un conductor de iones. Cuando los electrodos reaccionan con el electrolito, en uno de los electrodos (el ánodo) se producen electrones (oxidación), y en el otro (cátodo) se produce un defecto de electrones (reducción). Cuando los electrones sobrantes del ánodo pasan al cátodo a través de un conductor externo a la pila se produce una corriente eléctrica. Como puede verse en la figura 25, en el fondo, se trata de una reacción de oxidación y otra de reducción que se producen simultáneamente.

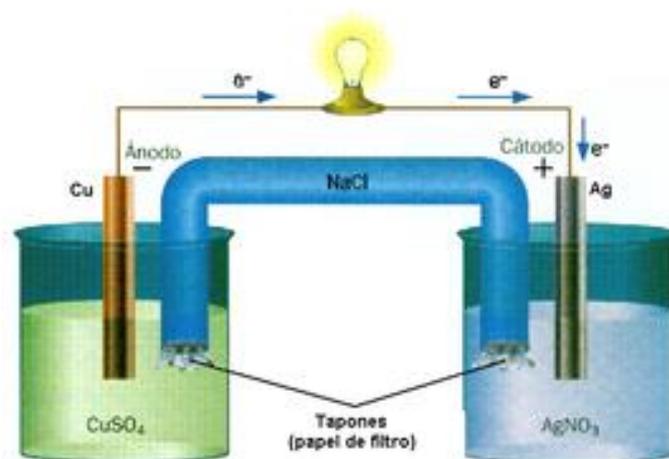


Figura 22. Funcionamiento básico del proceso de generación de corriente eléctrica en una batería

## 4.6. USB

El Bus Universal en Serie (BUS) (*Universal Serial Bus*), más conocido por la sigla USB, es un bus de comunicaciones que sigue un estándar que define los cables, conectores y protocolos usados en un bus para conectar, comunicar y proveer de alimentación eléctrica entre computadoras, periféricos y dispositivos electrónicos.

A nivel eléctrico, el cable USB transfiere la señal y la alimentación sobre 4 hilos.

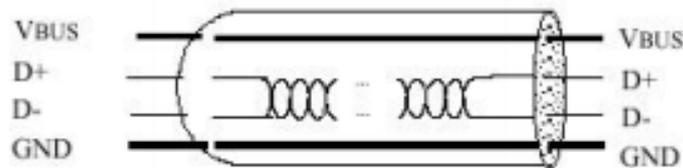


Figura 23. Diagrama de las conexiones eléctricas de un puerto USB

Gracias a ello es posible que un host USB (que es como se llama al dispositivo de donde salen los datos y la corriente eléctrica) pueda alimentar y transmitir información hacia un dispositivo externo, como un *smartphone* o una cámara. A través de los pines 1 y 4 va la corriente eléctrica y por los pines 2 y 3 los datos.

A nivel de alimentación, el cable proporciona la tensión nominal de 5 V. Es necesario definir correctamente el diámetro del hilo con el fin de que no se produzca una caída de tensión demasiado importante en el cable. Una resistencia de terminación instalada en la línea de datos permite detectar el puerto y conocer su configuración.

Existen tres tipos de USB, el USB 2.0 que puede dar hasta 500 mA, USB 3.0 que puede llegar hasta los 900 mA y los USB de carga estricta, que son los que usan los adaptadores de pared. Mientras que los dos primeros son los que encontramos en los PC, este último puede suministrar hasta 3 A de carga.

## 5. ANÁLISIS DE ALTERNATIVAS

Una vez mostrados los requerimientos básicos se procede a profundizar en cada uno de ellos, analizando las distintas opciones a tener en cuenta para la realización del proyecto como son, el tipo de energía fuente, las alternativas de control de carga, los materiales de almacenamiento de energía o la topología del diseño eléctrico.

### 5.1. TIPO DE ENERGÍA FUENTE

Existen diversas múltiples maneras de obtener corriente eléctrica para hacer funcionar un dispositivo electrónico, sin embargo, no todas son apropiadas para cualquier diseño ya sea por el coste económico o complejidad de su uso como por su rendimiento particular en unas condiciones de uso determinadas. Por ello se analizarán las características más relevantes de las dos opciones más versátiles y eficientes para este caso particular, la energía solar fotovoltaica y la red de corriente eléctrica. Las condiciones de portabilidad, espacio y coste del proyecto se adaptan perfectamente a las características de estas dos opciones.

Tabla 1. Comparación energía solar fotovoltaica y red eléctrica

	Energía Solar Fotovoltaica	Red eléctrica
Contaminación	✓	✗
Accesibilidad	✓	✗
Mantenimiento	✓	✓
Coste	✗	✓
Rentabilidad	✓	✗
Eficiencia	✗	✓

Como ya se ha mencionado anteriormente el uso de energía solar requeriría de uno o varios paneles solares fotovoltaicos para transformar la radiación solar en energía eléctrica. Para el uso de estos paneles se deben conocer ciertas características técnicas como son:

- **Tensión en circuito abierto ( $V_{oc}$ ):** Este es el voltaje que tiene la placa solar cuando no hay mucha radiación solar. Es importante para saber la cantidad de paneles a conectar en serie.
- **Corriente en cortocircuito ( $I_{sc}$ ):** Es la corriente máxima que va a dar el panel solar antes de que deje de funcionar. Es importante para saber la cantidad de paneles a conectar en paralelo.
- **Potencia máxima (pp o pmp):** La potencia máxima en condiciones normales que va a aportar el panel fotovoltaico.
- **Intensidad ( $I_{mp}$  o  $I_{mpp}$ ):** Es la intensidad en la máxima potencia.
- **Voltaje de máxima potencia ( $V_{mp}$  o  $V_{mpp}$ ):** Voltaje del panel en el punto de máxima potencia (pmp).
- **Porcentajes de pérdidas por temperatura.** Cuando sube la temperatura la intensidad de corriente sube también, y baja cuando la temperatura disminuye. Pero en el voltaje y la potencia la relación es a la inversa.

Por otro lado, para el uso de la electricidad que proviene de la red eléctrica será necesaria una adaptación de dicha corriente mediante una fuente de alimentación unida a un convertidor de potencia como veremos en el siguiente apartado.

## 5.2. TIPO DE FUENTE DE ALIMENTACION

Las fuentes de alimentación, para dispositivos electrónicos, pueden clasificarse básicamente como fuentes de alimentación lineales y conmutadas.

Las lineales tienen un diseño relativamente simple, que puede llegar a ser más complejo cuanto mayor es la corriente que deben suministrar, sin embargo, su regulación de tensión es poco eficiente.

Una fuente conmutada, de la misma potencia que una lineal, será más pequeña y normalmente más eficiente, pero será más compleja y por tanto más susceptible a averías.

A continuación, se muestran las características más importantes de ambos tipos de fuentes de alimentación comparando sus ventajas e inconvenientes en las siguientes tablas:

Tabla 2. Ventajas e inconvenientes de las fuentes de alimentación lineales

VENTAJAS	INCONVENIENTES
Simplicidad de diseño	Baja eficiencia
Bajo ruido de salida y una respuesta dinámica muy rápida.	Límite de aplicación. Solo pueden ser reductores de tensión
Muy bajo coste para potencias menores a 10W	Solo puede tener una salida. Para cada salida regulada adicional necesaria, se debe incrementar el circuito de potencia.

Tabla 3. Ventajas e inconvenientes de las fuentes de alimentación conmutadas

VENTAJAS	INCONVENIENTES
Alta eficiencia, está comprendida entre el 68 y el 90%.	Complejidad de diseño
Diversidad de operación pudiendo funcionar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas.	Genera gran cantidad de ruido. En la salida y entrada, radia interferencia electromagnética y de radiofrecuencia.
Reducción de tamaño y peso. El transformador de línea es reemplazado por el elemento magnético de transferencia funcionando a alta frecuencia.	Respuesta transitoria en el tiempo. Soportar variaciones en la entrada le lleva mayor tiempo de restablecimiento al circuito. Como solución se incrementan los capacitores e incrementa el coste.

### 5.3. TIPO DE CONVERTIDOR DE POTENCIA

A continuación, se exponen las consideraciones más relevantes de los convertidores lineales y conmutados.

#### *Consideraciones generales de reguladores lineales*

La mayoría de aplicaciones de reguladores lineales se dan en circuitos con bajo voltaje y corriente media, los cuales se satisfacen con un C.I. de tres terminales. Cuando se requiere controlar mayor corriente a través del regulador, se deben considerar especialmente los siguientes factores:

- Voltaje de sobrecarga, (*Voltage Headroom*): Máxima caída de voltaje entre la entrada y la salida del regulador durante su operación, 95% de la potencia disipada se da en esta caída.
- Mínima caída de tensión, (*Dropout Voltage*): Mínimo valor de sobre-voltaje de carga al que sea segura la regulación, depende principalmente del elemento regulador de paso.

Las ventajas de las fuentes lineales son una mejor regulación, velocidad y mejores características EMC. Como desventaja principal esta su baja eficiencia. En aplicaciones normales, los reguladores lineales tienen una eficiencia del 30 al 60%. Esto significa que por cada vatio a disipar el coste se incrementando. Esta pérdida llamada “headroom loss “, ocurre en el transistor de paso y, desafortunadamente es necesaria para polarizar la etapa de potencia y para cumplir con las especificaciones de regulación de línea, cuando la mayoría del tiempo el regulador no funcionará en esas condiciones.

### **Consideraciones generales de reguladores conmutados**

Sus características aportan un conjunto de ventajas respecto de las fuentes lineales, ya que pueden conseguir rendimientos cercanos al 90% y la reducción del tamaño de las fuentes. No obstante, a su vez, implican algunas desventajas. Las más importantes consisten en la generación de interferencias electromagnéticas (tanto conducidas como radiadas), un aumento de complejidad en su diseño y un aumento en su coste de fabricación.

Generalmente, la industria está optando por el uso de fuentes conmutadas en la mayoría de las aplicaciones. En baja potencia, donde es necesario una mejor característica de rizado se está optando por insertar una fuente lineal en serie con la fuente conmutada. En la siguiente tabla se resumen las ventajas de un convertidor sobre el otro en la aplicación de este proyecto:

Tabla 4. Comparación entre convertidores de potencia lineales y de conmutación

Regulador	Funciones	Velocidad	Eficiencia	Tamaño	Ruido	Coste	Diseño
Lineal	✗	✓	✗	✓	✓	✓	✓
Conmutado	✓	✗	✓	✗	✗	✗	✗

## 5.4. TIPO DE BATERIAS

Existen dos maneras de clasificar los distintos tipos de baterías del mercado:

➤ **Tipos de batería por tamaño y forma:**

Por lo que a sus tamaños y otras características externas se refiere, muchas de ellas son comunes a pilas y baterías, están normalizadas.

➤ **Según su contenido:**

En lo que a su naturaleza interna se refiere, es decir, sus características electroquímicas, se encuentran los siguientes acumuladores recargables:

### 5.4.1. BATERÍAS SEGÚN SU CONTENIDO

Se analizarán los distintos tipos de baterías comerciales exponiendo las características más significativas de cada una de ellas y se realizara una comparación de las mismas (en el Anexo I se muestra un análisis más profundo). En la siguiente tabla se resumen sus propiedades de manera más gráfica:

Tabla 5. Análisis de las características más relevantes de los tipos de baterías del mercado

Tipo	Densidad Energía (Wh/kg)	Potencia (W/kg)	Tensión por elemento (V)	Durabilidad carga/descarga (ciclos)	Tiempo de carga (h)	Auto descarga por mes a 20°C (%)
Plomo	30-40	180	2	1000	8-16	5
Ni-Fe	30-55	100	1,2	+ de 10 000	4-8	10
Ni-Cd	48-80	150	1,25	1500	10-14 *	10
Ni-MH	60-120	250-1000	1,25	1000	2-4 *	20
Li-Ion	110-160	1800	3,7	1000	1-4	6
Li-Po	100-130	+3000	3,7	500	1-1,5	10

Como se observa en la tabla, debido a los serios inconvenientes que supone emplear baterías de plomo en un proyecto electrónico de baja potencia, se deben descartar este tipo de baterías. Son muy pesadas, altamente contaminantes y su densidad de energía unida a su frágil vida útil hacen que no sea apropiada para este diseño. Ocurre algo parecido con las baterías de níquel-hierro. Aunque posean muchas ventajas con respecto a las de plomo debido a que es una batería muy robusta que es tolerante al abuso, (sobrecarga, descarga profunda y cortocircuitos) y puede tener muy larga vida, su bajo consumo de energía específica, mala retención de carga y el alto costo de producción, han provocado que otros tipos de baterías recargables hayan desplazado a la batería de níquel-hierro en la mayoría de las aplicaciones.

Las baterías de Li-Po también se deben descartar, ya que, aun teniendo buenas condiciones de uso, requieren de demasiado mantenimiento y son potencialmente peligrosas si no se utilizan dentro de ciertos criterios de carga, descarga o temperatura de almacenamiento. Debido a que son muy ligeras y permiten generar mucha potencia se centran en aplicaciones del mundo de la aviación radio control.

#### 5.4.2. BATERÍAS BASADAS EN SALES DE LITIO Y EN NÍQUEL

Las baterías de níquel-cadmio, o Ni-Cd y las de hidruro de metal de níquel, o Ni-MH, son dos tipos de bases químicas que se utilizan en las baterías. Las Ni-Cd y Ni-MH se pueden hacer en cualquier tamaño o potencia, pero varían en el rendimiento. Además de tener muy diferentes bases químicas, estos dos tipos de baterías también requieren diferentes consideraciones de cuidado y carga. Por otro lado, las baterías de ion de litio o Li-ion poseen otra base química y diferentes características, así como un mantenimiento especial. A continuación, se muestra una comparación entre los aspectos más importantes a la hora de su utilización:

Tabla 6. Comparación entre baterías Ni-MH, Ni-Cd y Li-ion

Tipo	Tiempo carga	Auto descarga	Capacidad	Nº cargas	Tamaño y peso	Tensión nominal	Efecto memoria	Precio	Mantenimiento
Ni-MH	✓	✗	✗	✓	✓	✗	✓	✓	✓
Ni-Cd	✓	✓	✗	✓	✓	✗	✗	✓	✗
Li-ion	✓	✓	✓	✗	✓	✓	✓	✗	✗

En el Anexo I se analizan en profundidad las características ventajas e inconvenientes de los tres tipos de baterías, pero a grandes rasgos se puede observar una ventaja de las baterías de Li-ion y níquel metal hidruro

frente a las Ni-Cd. Ya que algunas características tienen más importancia que otras en el presente proyecto, como el efecto memoria que limita enormemente las Ni-Cd. En otras características, por ejemplo, en la capacidad, el hecho de que las baterías de níquel estén por debajo de las de Li-ion no implica que no posean una buena capacidad para poder ser utilizadas en el proyecto.

## 5.5. TIPO DE REGULADOR DE CARGA

Para realizar una carga óptima de las baterías se debe crear un dispositivo que cumpla todas las especificaciones propias del tipo de batería elegido. Como se ha visto anteriormente los 3 tipos de baterías que mejor se adaptan a las condiciones del proyecto tienen un gran número de condiciones de carga y mantenimiento. A su vez se sabe que un cargador que cumple las condiciones de carga de una batería de Ni-MH también es válido para cualquier batería de Ni-Cd, por lo que el diseño del cargador se reduce a dos tipos de condiciones, las de una batería de Ni-MH o de Li-ion. Partiendo de esta premisa y tras una primera aproximación, se descarta la realización de un cargador con componentes discretos ya que su realización hardware supone una complejidad excesiva y un tamaño que no cumple con los requisitos del proyecto. De esta manera se opta por elegir diseños de circuitos integrados que facilitaran la ergonomía del proyecto. Por lo que se analizarán dos circuitos integrados comerciales para carga de baterías:

- Níquel: *DS2715*
- Litio: *MCP73833*

### 5.5.1. CONTROLADOR DE LA GESTIÓN DE CARGA LINEAL DE BATERÍAS LI-ION *MCP 73833*

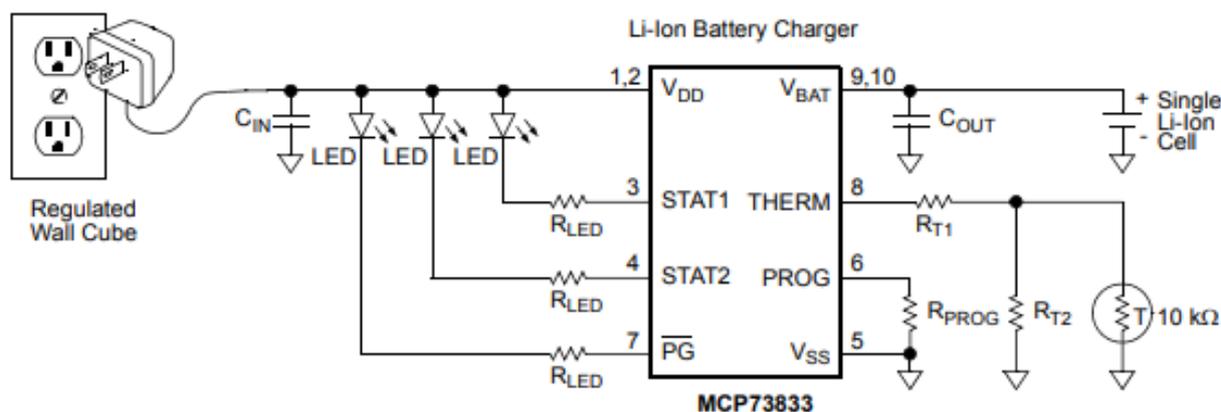


Figura 24. Circuito de funcionamiento típico del cargador de baterías de litio *MCP73833*

El MCP73833 / 4 es un Controlador de gestión de carga lineal altamente avanzado para su uso en aplicaciones de poco espacio y coste. Está disponible en un paquete DFN de 10 derivaciones, 3 mm x 3 mm o un paquete MSOP de 10 derivaciones. Junto con su pequeño tamaño físico, el bajo número de

componentes externos requeridos hace que sea ideal para aplicaciones portátiles de carga desde un puerto USB ya que puede adherirse a todas las especificaciones que rigen ese bus de alimentación. Emplea un algoritmo de carga de corriente / tensión constante con pre acondicionamiento seleccionable y terminación de carga. La regulación del voltaje constante se fija con cuatro opciones disponibles: 4.20 V, 4.35 V, 4.40 V o 4.50 V, para acomodar posibles nuevos requisitos de carga de la batería. El valor de la corriente constante se establece con una resistencia externa.

El MCP73833 / 4 limita la corriente de carga en función de la temperatura del sensor durante alta potencia o altas condiciones ambientales. Esta regulación térmica optimiza el tiempo del ciclo de carga manteniendo la fiabilidad del dispositivo. Varias opciones están disponibles para el pre acondicionamiento del valor umbral, pre acondicionamiento del valor actual, valor de terminación de carga, y umbral de recarga automática. El valor de pre acondicionamiento y valor de terminación de carga se establecen como una relación o porcentaje del valor actual constante programado. El pre acondicionamiento se puede configurar al 100%. Rango de temperatura de funcionamiento de  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $+85^{\circ}\text{C}$ .

### 5.5.2. CONTROLADOR DE CARGA DE BATERÍAS NI-MH DS2715

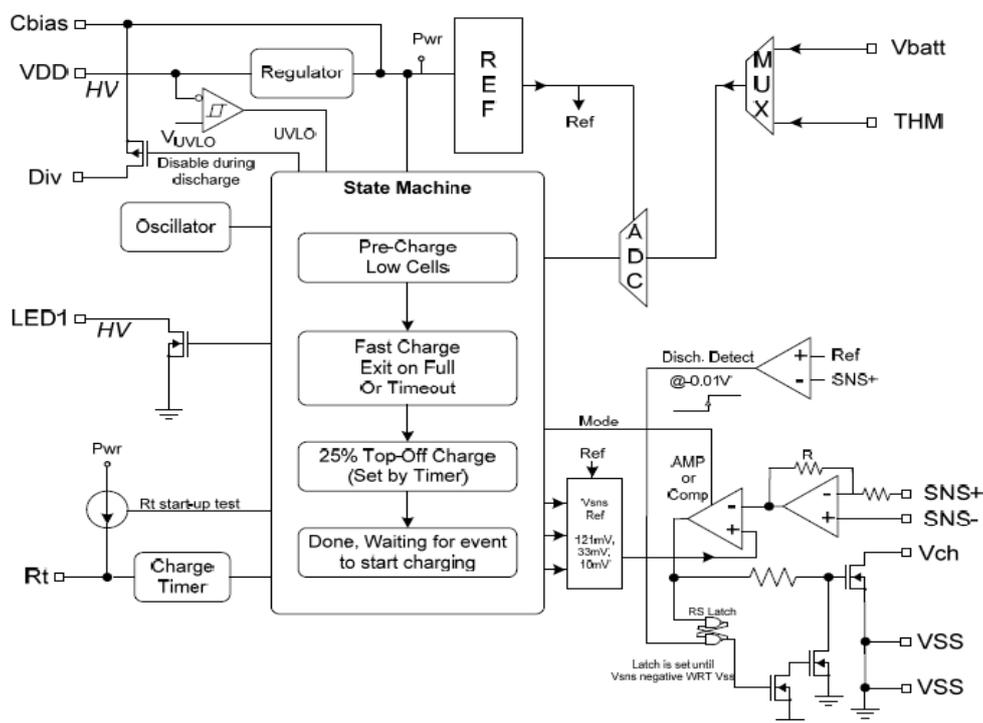


Figura 25. Diagrama de funcionamiento interno del Ds2715

El DS2715 es muy adecuado para aplicaciones de carga sensibles al coste donde la batería es interna o externa a la aplicación. Esta optimizado para una carga segura y fiable de 1 a 10 células de Ni-MH en serie. El bloque de ganancia interno se puede seleccionar ya sea como un comparador o un amplificador de

transconductancia para la regulación de corriente de carga. Esto hace que el DS2715 sea configurable como un cargador de CC conmutado, un regulador lineal de corriente, o una fuente de corriente en modo conmutado.

El DS2715 reacondiciona celdas severamente agotadas antes de entrar en el modo de carga completa. Termina por completo la carga utilizando la técnica  $dT/dt$ , que requiere un termistor externo. Detección de sobre temperatura, baja temperatura y sobretensión para evitar la carga bajo condiciones inseguras. Un temporizador de carga seleccionable permite tasas de carga de 0.167C a 2C. Los modos FAST-CHARGE, TOPOFF y DONE están incluidos para una carga eficiente y segura de células Ni-MH. El modo de descarga permite que el DS2715 ingrese un estado de suspensión de baja potencia mientras el paquete de células se está descargando.

## 5.6. TIPO DE USB

Existen diferentes tipos y formas de los conectores USB para adaptarse a los diferentes tamaños y características de teléfonos móviles y otros dispositivos como cámaras de fotos, hdd, impresoras, etc Aunque se supone que el USB es una conexión universal, hay diferentes tipos con diferentes funciones:

- USB Type A: La mayoría de los cables tiene este tipo de conexión. Los ordenadores suelen tener varias de estas entradas. Es lo que asociamos comúnmente con USB y sirven tanto para cargar dispositivos como para transferir información.
- USB Type-B: un conector cuadrado que hemos visto siempre en muchas impresoras. Ya no es muy común.
- USB Mini USB: Solía ser el conector que encontrábamos en smartphones y en algunas cámaras más antiguas.
- USB Micro USB: El estándar actual para smartphones, excepto Apple.
- USB Type-C: el tipo de USB más actual. Con mayores velocidades de transferencia y capacidad de transferir energía. Se está adoptando con rapidez en ordenadores y en algunos dispositivos móviles.
- Lightning: no es exactamente un estándar USB, pero como lo usa Apple lo nombramos. solo sirve para sus dispositivos.

Las diferentes versiones de USB se clasifican por la velocidad de transferir datos gracias a las mejoras de hardware y software que los dotan de unas características concretas. La siguiente tabla compara las características de los distintos estándares de USB.

Tabla 7. Características de los tipos estandarizados de USB

Tipo	Velocidad de transmisión	Configuración del cable	Energía máxima	Año de fabricación
USB 1.0	12 Mbps	Type-A a Type-B	2.5V, 500mA	1998
USB 2.0	480 Mbps	Type-A a Type-B	2.5V, 1.8 A	2000
USB 3.0	5 Gbps	Type-A a Type-B	5V, 1.8 A	2008
USB 3.1	10 Gbps	Type-C en ambos extremos.	20 V, 5 A	2013
USB 3.2	20 Gbps	Type-C en ambos extremos.	20 V, 5 A	2017

## 6. DESCRIPCIÓN DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA

Recordando las especificaciones del proyecto, se debe construir un sistema electrónico de alimentación autónomo y portátil de capaz de suministrar energía a aplicaciones eléctricas de baja potencia. En la siguiente imagen se muestra el esquema detallado de las partes que componen el proyecto:

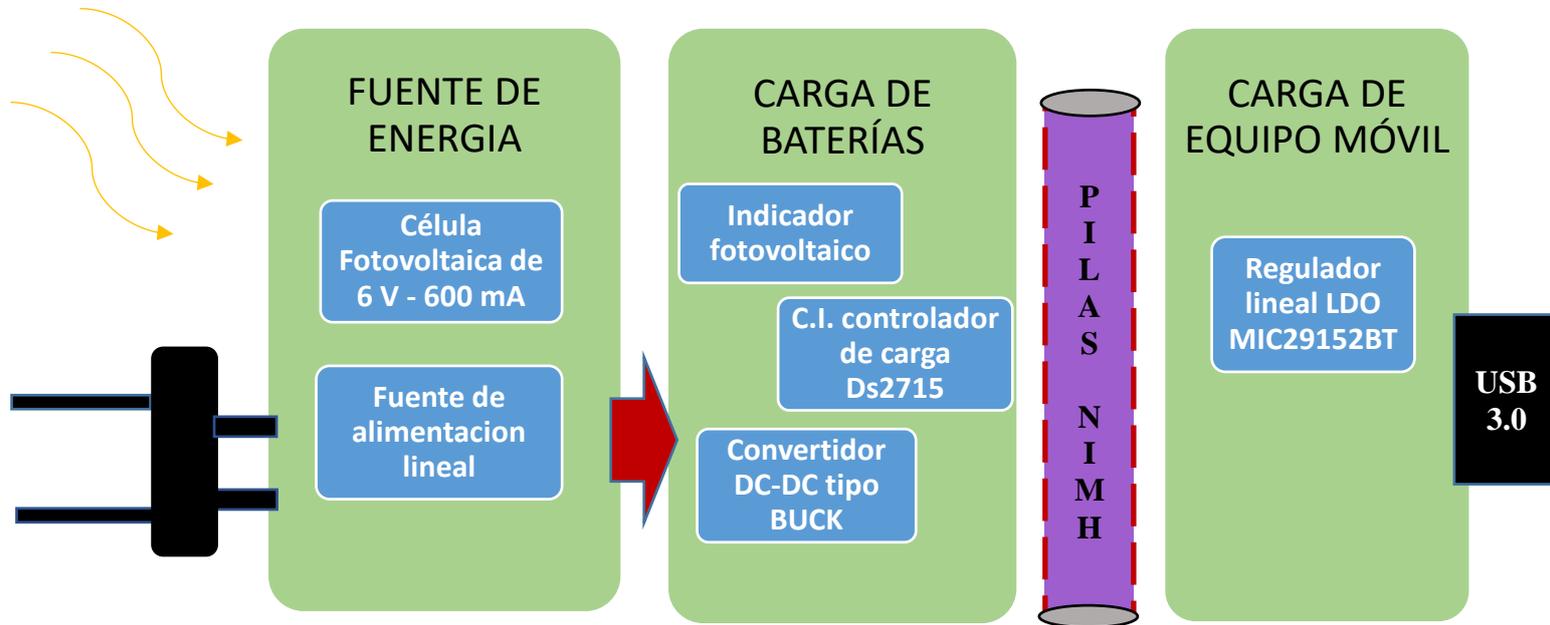


Figura 26. Diagrama detallado de los componentes del proyecto

- Utilizando esta descripción, el primer asunto a tratar es el tipo de fuente energética que utilizara el dispositivo, una fuente renovable como la energía solar o la tradicional red de suministro eléctrico.

Teniendo en cuenta las posibilidades de aplicación y sus características se decide utilizar ambas energías para dotar al sistema de las ventajas de ambas, consiguiendo así, la portabilidad y autonomía que proporciona la energía solar, sin renunciar a la potencia de la red eléctrica y eliminando la dependencia energética de la calidad de los paneles o la climatología en un momento puntual. Por tanto, la fuente de energía principal será la energía solar fotovoltaica y la auxiliar la conexión a la red eléctrica convencional.

- Partiendo de estas dos fuentes de energía se eligen los requerimientos que conllevan, como un circuito de indicación del nivel eléctrico que aportan las células fotovoltaicas en cada momento o el circuito adaptador de energía eléctrica que necesita la red.

El indicador del nivel que aportan las células fotovoltaicas se basará en una configuración de amplificadores operacionales y diodos led que se analizará en detalle más adelante. Por otro lado, la adaptación de la energía proveniente de la red eléctrica se realizará mediante una fuente de alimentación lineal. Para circuitos analógicos con señales de bajo nivel, en general, se recomienda utilizar reguladores lineales, puesto que los de conmutación generan un alto ruido y mayor coste de producción. Para cualquier aplicación de alta potencia, lo mejor es utilizar fuentes conmutadas (*line-powered switching supplies*), puesto que son más pequeñas, más ligeras y más eficientes.

- Una vez se dispone de la energía eléctrica en su componente continua se debe reducir la tensión a los niveles necesarios para una aplicación de baja potencia.

Como se puede observar hasta ahora se ha perdido eficiencia ya que la fuente de alimentación elegida es lineal, por lo tanto, para reducir la tensión nuevamente se utilizará un convertidor conmutado DC-DC de tipo *buck*. No se utilizará un conversor lineal ya que la reducción de tensión en este caso unida a la alta corriente eléctrica que demandaran las baterías supondría una disipación de potencia muy elevada y la eficiencia del proyecto se vería seriamente disminuida. El dispositivo electrónico que controle la señal del DC-DC será un circuito integrado NE555 comúnmente denominado Timer. Se han contemplado diversas alternativas a la hora de seleccionar este dispositivo de control del interruptor, como por ejemplo la señal de control de un programa software como el arduino u otros CIs más precisos a la hora de establecer una frecuencia determinada. Sin embargo, el proyecto quiere demostrar con su diseño que es capaz de ser operativo y eficiente utilizando lo menos posible la programación por software o microcontroladores muy avanzados. Debido a esto se elimina la opción de la utilización del sistema arduino o de cualquier otro método de gestión mediante microcontroladores. Se opta por la utilización del NE555 por su sencillez versatilidad y por su bajo coste.

- Teniendo la manera de reducir el nivel de tensión eléctrica mediante el control del convertidor *Buck* se debe elegir el cargador y el tipo de baterías que se implementarán en el proyecto.

Las baterías elegidas serán las de níquel metal hidruro, Ni-MH. De las tres opciones seleccionadas, vistas en el anterior punto, se descartan las de níquel cadmio, Ni-Cd, debido a que su efecto memoria influiría mucho en la eficiencia de esta aplicación y por otro lado las Li-Ion, se han descartado por su elevado precio y su vida útil. Esto conllevaría al recambio de las baterías a medio-largo plazo y un incremento del coste. Las baterías de Ni-MH son las más adecuadas para este proyecto ya que su única deficiencia operativa como es la tasa de auto descarga se ha visto suplida por una variante de la misma denominada LSD Ni-Mh (*Low Self Discharge Ni-MH*).

- Conocidas el tipo de baterías se dispone a seleccionar el cargador inteligente que controlará la carga a través de estas y las mantendrá en unas condiciones óptimas.

El CI cargador de las baterías de litio, MCP73833 queda descartado y se utilizara el CI de baterías Ni-MH que cumpla mejor las especificaciones de carga y mantenimiento óptimas. Conocidas anteriormente las condiciones óptimas de carga se concluye que el circuito integrado DS2715 para cargar baterías de Ni-MH cumple con la mayoría de los requisitos, ya que dispone de las siguientes características:

- Carga de 1 a 10 células de Ni-MH.
- CARGA RÁPIDA a una tasa de hasta 2C.
- Ayuda de los modos de carga PRECHARGE y TOPOFF y acondicionamiento de células.
- Detección de carga permite que el DS2715 ingrese bajo modo de suspensión de energía (menos de 10  $\mu$ A) mientras que el paquete de celdas está descargado.
- La terminación de carga  $dT/dt$  elimina el estrés de las células de carga.
- Monitorización de voltaje, temperatura y tiempo para mayor seguridad. Finalización de carga secundaria.
- Regula la Corriente a través de control lineal o el control de modo conmutado.
- La salida de LED muestra el estado de carga.

- Para finalizar, una vez conocido todo el sistema de almacenamiento de energía eléctrica se dispone a plantear la adaptación del voltaje para que sea el adecuado en la salida, un puerto USB.

El dispositivo que adapte la tensión debe ser un convertidor de potencia, sin embargo, en este caso no se elegirá un regulador de conmutación. Se escoge un regulador lineal ya que colocar un *buck* para reducir poca cantidad de voltaje implica un coste en diseño y componentes innecesario; dicha función la puede realizar un regulador lineal sin disipar demasiada potencia, por lo que no se perdería tanta eficiencia. En este caso es necesario un regulador que soporte elevados valores de corriente y con un bajo valor diferencial entre la tensión de entrada y salida para garantizar una tensión y corriente estables (*low dropout voltage*); características más importantes para el regulador en esta fase del proyecto.

## 7. MODELIZACIÓN: DISEÑO Y CÁLCULOS

En este apartado se diseña el proyecto a partir de las especificaciones iniciales y de la solución propuesta, realizando cálculos, simulaciones y obteniendo conclusiones sobre cada dispositivo y sus elementos.

### 7.1. FUENTE DE ENERGÍA

Como se ha concluido en la solución propuesta se utilizarán los dos tipos de energía planteados.

- Energía solar mediante paneles fotovoltaicos y un circuito indicador de nivel.
- Energía eléctrica de la red mediante una fuente de alimentación lineal.

#### 7.1.1. PANELES FOTOVOLTAICOS

Para conseguir energía eléctrica mediante radiación solar será necesario un panel solar fotovoltaico y de acuerdo a la aplicación del proyecto deberá tener una potencia determinada. De acuerdo al diseño de estos paneles su tamaño va relacionado al tipo de potencia que pueden entregar, así pues, un panel fotovoltaico de gran tamaño suministrará más potencia que uno de menor tamaño ya que dispondrá de un mayor número de células.

En un principio se utilizaron dos pequeños paneles de 6V y 150mA. Esto puede parecer poca potencia, pero uniéndolas placas se puede obtener un incremento de ambas. Sin embargo, se deben tener en consideración ciertos aspectos característicos de estas células a la hora de obtener energía de ellas, como son el ángulo de incidencia de la luz su intensidad lumínica o la temperatura de la superficie. En la figura 30 se pueden observar las dos placas fotovoltaicas iniciales y sus características:



Figura 27. Células fotovoltaicas de 6 V-150 mA.

Conectadas en serie:

*Teóricamente* → 12 V-150 mA.

*Realmente* → 12 V-150 mA en cierto punto medio de cercanía y un determinado ángulo de incidencia de luz 14 V y 300 mA pero a distancias cortas y con una elevada temperatura de superficie su vida útil se ve reducida.

Conectadas en paralelo:

*Teóricamente* → 6 V 300 mA.

*Realmente* → 6 V 300 mA en cierto punto medio de cercanía y un determinado ángulo de incidencia de luz 7 V y 400 mA pero a distancias cortas y con una elevada temperatura de superficie su vida útil se ve reducida.

Finalmente se utilizará un panel de mayor tamaño que combina las características de los dos pequeños suministrando 6 V y 600mA, de esta manera se evita tener que conectar dos paneles independientes para conseguir una intensidad de corriente elevada para cargar las baterías.



*Figura 28. Célula Fotovoltaica de 6V- 600 mA.*

Una vez se tiene el panel existe el problema de no saber cuánta corriente está entregando en cada momento debido a los factores anteriormente mencionados como la temperatura o la intensidad lumínica. Debido a esto se diseña un circuito que proporciona una orientación del nivel de tensión que está entregando el panel en cada instante. En la figura 32, se observa el esquema del diseño realizado en Multisim 14.0:

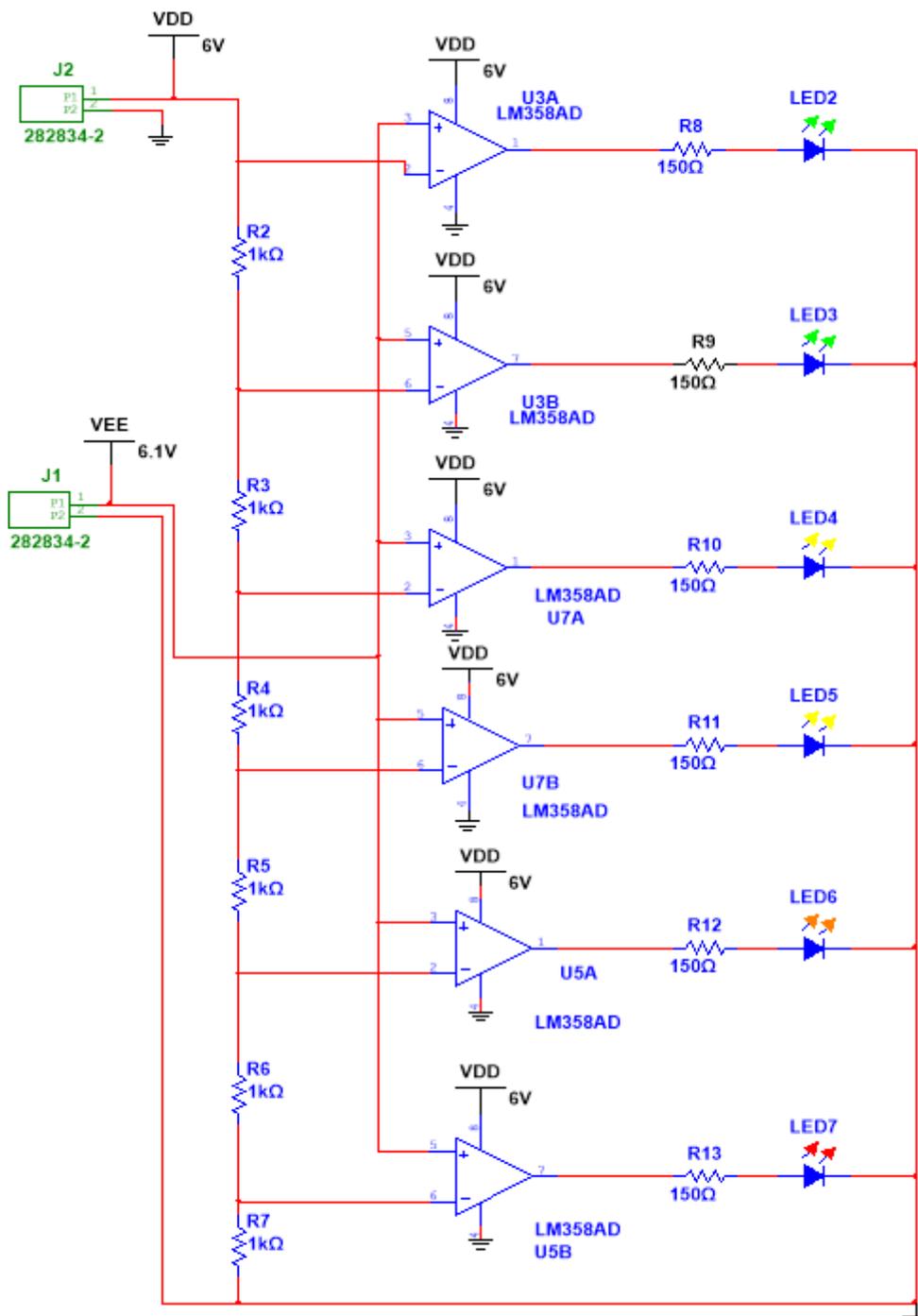


Figura 29. Diseño del indicador del nivel fotovoltaico de la célula solar

El funcionamiento del indicador de nivel fotovoltaico de la célula solar se basa en la comparación de tensiones de entrada del panel solar y una tensión fija de referencia que irá disminuyendo en cada rama del circuito debido a la caída de tensión producida por las resistencias de  $1\text{k}\Omega$ . El funcionamiento se basa en la característica del AO para trabajar con ganancia infinita en lazo abierto. No existe realimentación, es decir, no hay conexión entre la entrada y la salida. La salida solo puede tomar ambos valores de la fuente de alimentación ( $+V_{cc}$ ,  $-V_{cc}$ ). En este caso, se dice que el AO se encuentra en saturación positiva ( $V_o = +V_{cc}$ ) o saturación negativa ( $V_o = -V_{cc}$ ). Se puede utilizar para comparar una tensión variable con otra tensión fija de referencia.

Salida del amplificador en modo comparador según sus entradas:

- Entrada mayor en V- satura a negativo ( $V_o = -V_{cc}$ ).
- Entrada mayor en V+ satura a positivo ( $V_o = +V_{cc}$ ).

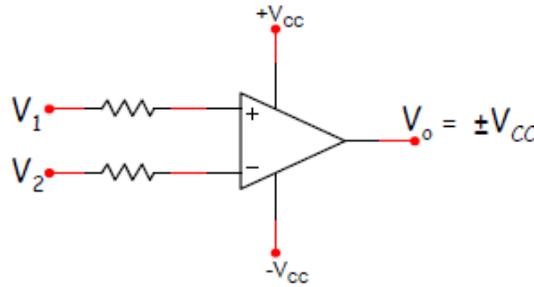


Figura 30. Configuración básica de un amplificador operacional en modo comparador.

La tensión de referencia fija en este caso son 6 V, que va a la entrada negativa del operacional y además alimenta los amplificadores operacionales. La tensión de comparación es la del panel solar de 6 V y va a la entrada positiva. Cuando la placa solar supere la tensión de la entrada negativa de cada comparador se iluminará el led correspondiente a ese comparador y todos los que se encuentren por debajo. Para alimentar este circuito se ha incorporado una pequeña pila de 6 V para alimentar los amplificadores LM358 y para establecer la tensión fija de referencia y así conseguir total independencia de la fuente de alimentación lineal.

Se ha escogido este tipo de circuito integrado debido a que tiene 2 amplificadores en cada encapsulado, por lo que se ahorra coste y espacio. La desventaja es que la configuración se basa en un comparador sin histéresis, lo que provocara ruido a la señal de salida. En este caso al tener diodos led no se necesita una gran estabilidad y se puede ahorrar el diseño de un comparador con histéresis.

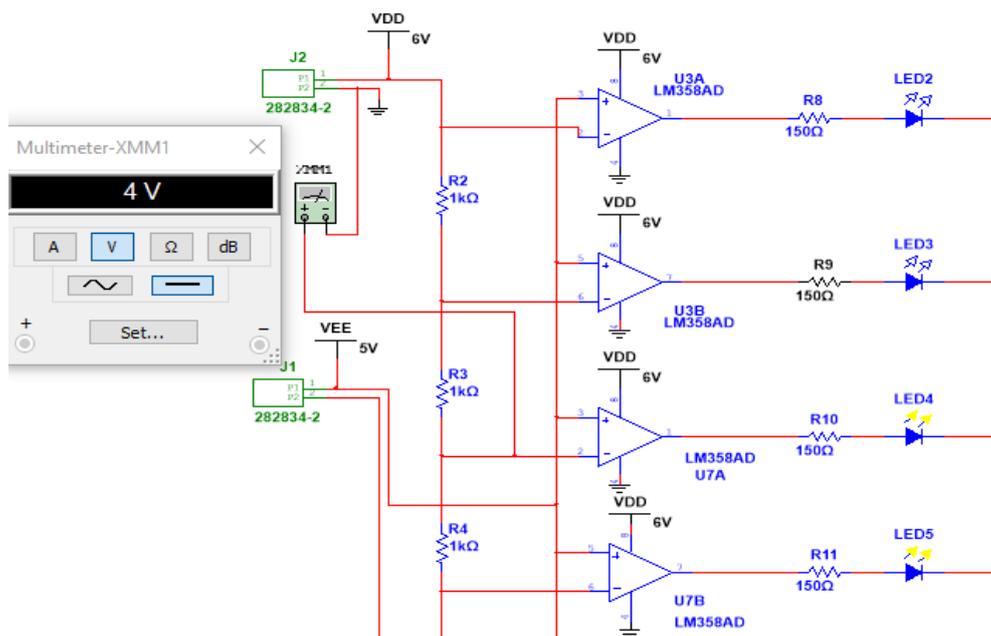


Figura 31. Funcionamiento de los leds según el nivel de tensión emitido por la célula solar

Se comprueba su funcionamiento ya que al tener 5 V de las placas solares y superar solo la rama de 4 V fija como indica el multímetro, solo se encienden su correspondiente led amarillo y los que le siguen por debajo. Los leds indican el siguiente porcentaje de tensión en las placas suponiendo que el 100% son sus 6 V nominales:

- Led verde: 100%  $\rightarrow$  6 V
- Led verde: 83,3%
- Led amarillo: 66.7%
- Led amarillo: 50%
- Led rojo: 33,4%
- Led rojo: 16,6%
- Leds apagados :0%  $\rightarrow$  0 V

### 7.1.2. FUENTE DE ALIMENTACIÓN LINEAL

Se procede a diseñar la fuente de alimentación lineal escogida en la solución propuesta para adaptar la corriente eléctrica procedente de la red. Para ello serán necesarios los elementos especificados en el fundamento teórico de los requerimientos de tal manera que el diseño quedaría de esta manera utilizando el simulador Multisim 14.0:

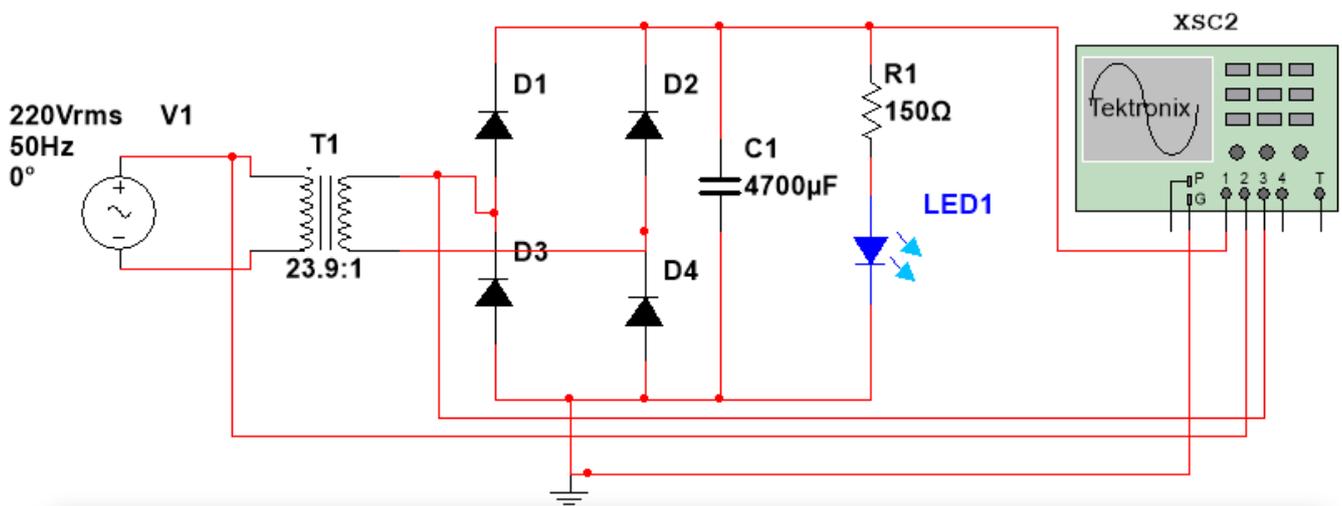


Figura 32. Diseño de la fuente de alimentación lineal de 12 V

La red entrega corriente alterna sinusoidal de un valor eficaz de 230 V a 50 Hz de frecuencia. Esta energía se quiere reducir y convertir a corriente continua estable de un valor de 12 V. Para ello se necesitará un transformador capaz de reducir 230 V en el primario a 12 V de corriente alterna en el secundario. Su relación de transformación deberá ser, por tanto:

$$rt = \frac{V_P}{V_S} \quad (7)$$

Una vez reducida la tensión será necesario un puente de diodos para rectificar la componente negativa de la onda alterna y convertir toda la señal en corriente positiva pulsante como se ha explicado en la teoría. A continuación, se colocará un filtro de un valor determinado para convertir esa corriente pulsante en continua. A la salida del filtro se debe colocar una carga para que el transformador no trabaje en vacío por lo que se colocara una resistencia fija con un diodo led de alta luminosidad que indique claramente el correcto funcionamiento de la fuente. Los valores de estos componentes se calculan a partir de las siguientes premisas y fórmulas:

- Tensión de red de 230 V y 50 Hz.
- Tensión de salida en la carga  $V_{LC} = 12$  V.
- Corriente de salida en la carga  $I_{LC}$  1 A.
- Rizado de la tensión de salida  $r = 5\%$

En un rectificador monofásico en puente, la tensión de rizado es:

$$V_r = \frac{V_{\sim}}{V_{LC}} = \frac{\frac{V_r}{2\sqrt{3}}}{V_{LC}} \quad (8)$$

Sustituyendo:

$$0,05 = \frac{V_r}{2\sqrt{3} \cdot 12} \quad (9)$$

$$V_r = 2\sqrt{3} \cdot 12 \cdot 0,05 = 2,078 \text{ V} \quad (10)$$

Relacionando el valor de la tensión de rizado con un método simplificado de cálculo contrastado experimentalmente de rectificadores se obtiene la capacidad del condensador a utilizar.

$$V_r = \frac{I_{LC} \cdot t_d}{C} \quad (11)$$

Este método simplificado de cálculo supone:

1. El condensador tiene una capacidad lo suficientemente grande como para admitir que la componente alterna de  $V_L$  es una onda triangular, cuyo valor de pico a pico designamos como tensión de rizado  $V_r$ .

2. Los diodos dejan de conducir en el punto de máxima  $V_S = V_O$ .
3. El tiempo de carga del condensador es nulo y el tiempo de descarga es  $t_d = \frac{T}{2}$ .

$$V_r = \frac{I_{LC} \cdot \frac{T}{2}}{C} \rightarrow T = \frac{1}{f} \rightarrow V_r = \frac{I_{LC}}{2fC} \quad (12)$$

$$C = \frac{I_{LC}}{2fV_r} \quad (13)$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 2,078} = \mathbf{4812\mu F} \quad (14)$$

Para la elección del condensador se tienen en cuenta la tensión máxima de pico que deberá soportar la capacidad para su correcto filtrado de la señal y su resistencia ESR. Por ello y teniendo en cuenta estos parámetros se opta por utilizar un condensador con los siguientes valores comerciales: Condensador electrolítico de **4800uF 35V**

A continuación, se calculará la relación de transformación del transformador de aislamiento:

La tensión máxima de pico es,

$$V_{LC} = V_o - \frac{V_r}{2} \rightarrow V_o = V_{LC} + \frac{V_r}{2} \quad (15)$$

$$V_o = 12 + 1,039 = \mathbf{13,04 V} \quad (16)$$

Conocida la tensión máxima de pico se relaciona con la tensión en el secundario del transformador,

$$V_{Sc} = V_o \cdot \sin(\omega t) = V_o \cdot \sin(2\pi f \cdot t) \approx \frac{V_o}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

$$V_{Sc} = \frac{V_o}{\sqrt{2}} = \frac{13,04}{\sqrt{2}} = \mathbf{9,22 V} \quad (18)$$

Una vez obtenida la tensión en el bobinado secundario del transformador y conocida la tensión del primario dado que se conecta a la red eléctrica, se obtiene la relación de transformación.

$$r_t = \frac{V_p}{V_{Sc}} = \frac{220}{9,22} = 23,9 \quad (19)$$

Para la elección del transformador se han tenido en cuenta la corriente máxima que puede entregar al circuito la relación de transformación en por sus bobinados para la tensión mínima que entregara a su salida y su número de devanados en el secundario. Por lo tanto, se ha elegido el siguiente transformador: Transformador de aislamiento **12V 2.8VA**.

Por último, solo hace falta conocer el tipo de diodos que rectificarán a la salida del secundario del transformador la componente negativa de la señal alterna. La corriente que deben soportar es:

$$I_{DC} = \frac{I_{LC}}{2} = \frac{1}{2} = 0,5 \text{ A} \quad (20)$$

Su voltaje inverso de pico será:

$$PIV = V_o = 13,04 \text{ V} \quad (21)$$

Su corriente máxima de pico es:

$$I_o = V_o \sqrt{\left(\frac{1}{R_L}\right)^2 + (\omega C)^2} \quad (22)$$

Sabiendo que la resistencia de la carga para estas condiciones seria  $12 \Omega$  por la ley de Ohm y que  $\omega = 2\pi f$  se sustituyen en la ecuación.

$$I_o = 13,04 \sqrt{\left(\frac{1}{12}\right)^2 + (2\pi \cdot 50 \cdot 4812 \cdot 10^{-6})^2} = 19,76 \text{ A} \quad (23)$$

Para seleccionar el puente de diodos se debe tener en cuenta la tensión inversa máxima admisible de estos ya que debe ser capaz de soportar los picos de tensión procedentes del secundario del transformador, por lo que el  $PIV \geq V_o$ , además de la corriente máxima que puede soportar. Por ello se ha elegido el siguiente puente de diodos: **2KBP02M PIV = 50 V, Id = 2 A, Io = 60 A**

Sin embargo, aunque el transformador en carga puede proporcionar 12 V a la salida rectificados y filtrados debido a las perturbaciones de la red eléctrica la salida puede sufrir variaciones. Para estabilizar dicha tensión se colocará un regulador lineal que soporte el valor máximo de tensión rectificada que pueda entregarle el transformador y que opere correctamente al valor de corriente máximo fijado de 1 A.

Se elige el **LM317** ya que, puede regular valores de voltaje de salida de 1,25 a 37 V y puede entregar corrientes superiores a 1.5 A, además se cumple su condición de operación de una diferencia de voltaje de +3 V entre  $V_{in}$  y  $V_{out}$ . Se quiere una tensión estable de 12 V de salida, esto se consigue con el siguiente circuito proporcionado por su hoja de características:

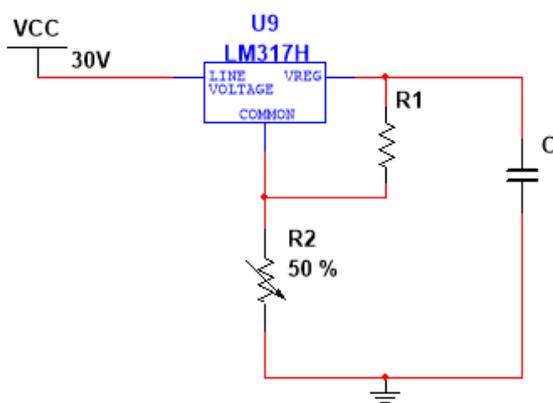


Figura 33. Diseño del estabilizador de tensión con un LM317

Se requieren  $R_1$  y  $R_2$  para establecer el voltaje de salida y  $C$  mejora la respuesta transitoria, pero no es necesario para la estabilidad. Los valores de las resistencias para obtener un voltaje a la salida de 12 V se obtienen por la siguiente fórmula:

$$V_O = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (24)$$

Sabiendo que el voltaje de referencia es 1.25 V y que la  $R_2$  será un potenciómetro se establece en 100  $\Omega$  la  $R_1$  y se obtiene  $R_2$ ,

$$12 = 1,25 \left( 1 + \frac{R_2}{100} \right) \quad (25)$$

$$R_2 = \left( \frac{12}{1,25} - 1 \right) \cdot 100 = 860 \Omega \quad (26)$$

Una vez conocidos todos los componentes solo queda colocar la resistencia y el diodo led que indican el funcionamiento correcto de la fuente de alimentación estabilizada. Conociendo el consumo del diodo y sabiendo que le llegaran 12 V de la fuente, podemos obtener el valor de la resistencia a colocar en serie con

el diodo para su protección. El diodo elegido según su hoja de características consume 25 mA por lo que la resistencia a colocar será:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{12}{0,025} = 480 \Omega \quad (27)$$

Un aspecto a tener en cuenta en el diseño de reguladores lineales es el factor de disipación térmica. Estos reguladores reducen la tensión disipando potencia en forma de calor y esto incrementa la temperatura del componente. Este incremento de temperatura debe controlarse para que el componente no se deteriore.

Conociendo la fórmula de disipación térmica y utilizando los datos de incremento de temperatura por watio en distintos puntos del regulador se determinará si es peligroso utilizar este componente en las condiciones que se especifican a continuación:

- $V_{in \max} = 25 \text{ V}$ . (ya que el máximo valor de tensión que puede dar la fuente lineal es el valor nominal del condensador)
- $V_{out} = 12 \text{ V}$ .
- $I_{\max} = 1 \text{ A}$ .
- $T_j \text{ LM317} = 125^\circ\text{C}$

Con estos datos se calcula la temperatura de unión que estará soportando el regulador es esas condiciones:

$$T_j = T_{amb} + P_{disipada} \cdot \sum R_{TH} \quad (28)$$

Sabiendo que el coeficiente de temperatura es el especificado entre la unión y el ambiente, su hoja de características indica el siguiente valor,  $\theta_{jA} = 20^\circ\text{C/W}$ . Por lo tanto:

$$125 = 20 + (25 - 12) \cdot 1 \cdot 20 \rightarrow 125 \neq 260 \quad (29)$$

La temperatura en el caso más extremo de disipación de potencia supera la recomendable para el encapsulado TO-220 del LM317 por lo tanto se debe colocar un disipador que ayude a rebajar el calor de del encapsulado del regulador.

El diseño definitivo de la fuente de alimentación quedaría reflejado de la siguiente manera con el programa Multisim:

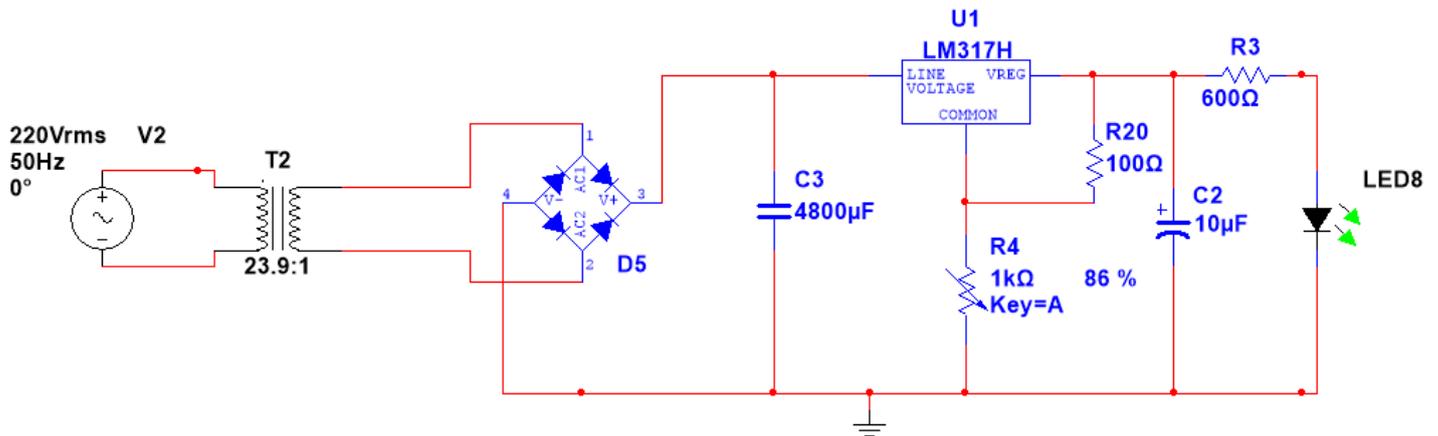


Figura 34. Diseño final de la fuente de alimentación lineal con estabilizador de tensión a 12 V

Si se conecta un osciloscopio en los puntos correctos se observará que se cumplen los valores obtenidos en los cálculos y en los requerimientos teóricos.

Tabla 8. Resultados del osciloscopio conectado a la fuente de alimentación

Canales del osciloscopio	Conexión	Datos
Primario del transformador	Canal 2	Se observa el valor máximo de pico
Secundario del transformador	Canal 3	Se observa el valor máximo de pico
Salida filtrada del condensador	Canal 4	Se observa un rizado significativo de 170 mVpp
Salida del estabilizador LM317	Canal 1	Se observa la tensión a la salida estable (160 uVpp) y a 12 V

En la siguiente imagen se pueden apreciar las formas de onda de la tensión en la fuente lineal simulada:

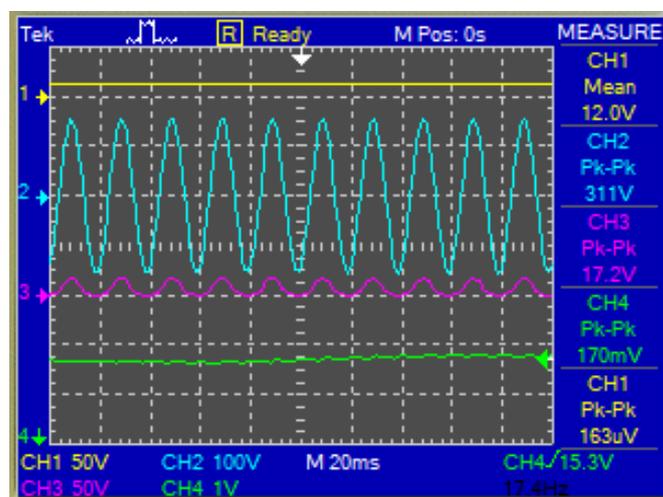


Figura 35. Formas de onda y valores de la tensión observadas en el osciloscopio

## 7.2. CONVERTIDOR DE POTENCIA

Una vez diseñadas las fuentes de alimentación primarias se debe ajustar la tensión a los límites de operación del controlador de carga de las baterías. El requisito de diseño en este cargador es disponer de una alimentación de 6 V estables. Por parte del panel fotovoltaico se entregan los 6 V directamente cuando los leds verdes del indicador de nivel fotovoltaico están encendidos, por lo que no es necesaria ninguna conversión de potencia. Sin embargo, la fuente de alimentación lineal como se ha visto anteriormente entrega una tensión de 12 V estables a la salida. Esta tensión debe reducirse de la manera más eficiente posible, debido a esto se descarta la posibilidad de utilizar un regulador lineal y se opta por uno conmutado. Esta conversión es una reducción de 12 V a 6 V y se realizara mediante el diseño de un buck DC-DC.

### 7.2.1. CONVERTIDOR DC-DC TIPO BUCK

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

El funcionamiento del convertidor implica dos estados: un estado ON en el cual el dispositivo de conmutación permite la circulación de corriente, transmitiendo la tensión de entrada a un extremo del inductor, y un estado OFF, en el cual dicho dispositivo se comporta como un circuito abierto aislando la tensión de entrada. En estado ON, la tensión de la fuente de alimentación es transferida de forma directa al diodo, lo que implica que la corriente que atraviesa el inductor crezca de forma lineal. Si se considera que el convertidor trabaja en régimen estable y considerando un ciclo completo de conmutación, se obtiene la siguiente expresión:

$$V_{OUT} = D \cdot V_{IN} \quad (30)$$

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

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (31)$$

$t_{ON}$  = *Tiempo de conducción.*  
 $T$  = *Periodo total.*

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

Se ha simulado un convertidor Buck básico con el Multisim 14.0 para comprobar su funcionamiento. El interruptor es un transistor Mosfet IRF9530 gobernado por la tensión proveniente del generador de señales:

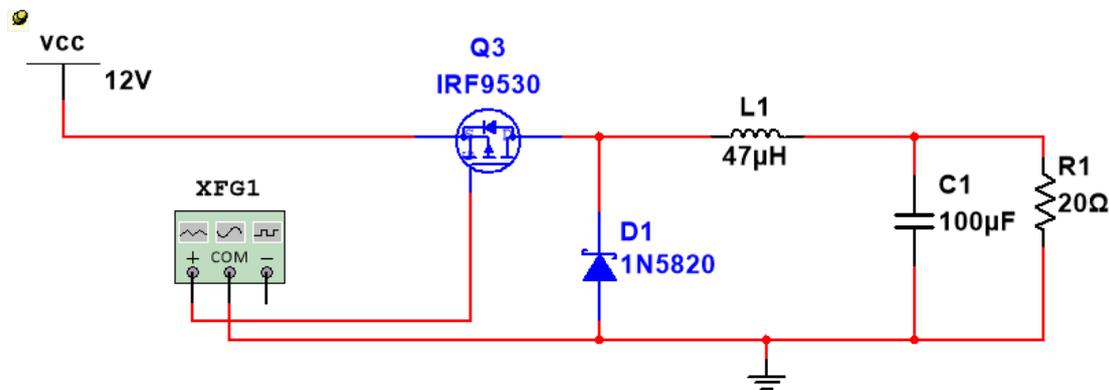


Figura 36. Configuración básica de un buck

De acuerdo a las premisas de la solución propuesta se tienen las siguientes características:

- $V_{IN} = 12\text{ V}$
- $V_{OUT} = 6\text{ V}$
- $I_{load} = 2\text{ A}$

Como se ha visto anteriormente es necesario una frecuencia de conmutación para que el transistor actúe como un interruptor y se pueda efectuar la conversión de potencia. Esta frecuencia está directamente relacionada con el dimensionamiento de la bobina y el condensador, de tal manera que si se utilizan elevadas frecuencias de conmutación se pueden reducir el tamaño de ambos componentes. Sin embargo, las altas frecuencias aumentan la pérdida de potencia en los interruptores con lo que disminuye la potencia energética del convertidor. Teniendo en cuenta ambas consideraciones se escoge una frecuencia intermedia para satisfacer ambos factores:  $f_{osc} = 100\text{ kHz}$

Al igual que en la fuente de alimentación lineal la corriente y tensión sufrirán variaciones por lo que se establece un componente de rizado de la corriente de carga de un 30%:

$$I_{ripple} = 0,3 \cdot I_{load} = 0,3 \cdot 2\text{ A} = 0,6\text{ A} \quad (32)$$

Por último, es esencial conocer el ciclo de trabajo para el ancho de pulso de la señal de control del Mosfet:

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{6}{12} = 0.5 = 50\% \quad (33)$$

Una vez conocidos todos los datos necesarios se procede al cálculo de los componentes del circuito:

1. Inductor
2. Condensador de salida
3. Transistor Mosfet
4. Diodo

### Cálculo del inductor

El voltaje del inductor es el siguiente:

$$V = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta T} \quad (34)$$

Se sabe que  $\Delta T$  es igual a la relación entre el ciclo de trabajo sobre la frecuencia de oscilación del sistema, de esta ecuación se despeja L para calcular su valor:

$$L = \left[ \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot \left(\frac{D}{f_{osc}}\right)}{I_{ripple}} \right] = \left[ \frac{(12 - 6) \cdot \left(\frac{0,5}{100kHz}\right)}{0,6} \right] = 50 \mu H \quad (35)$$

Una vez conocido el valor de su inductancia se debe elegir una bobina de  $50 \mu H$  y que soporte la corriente máxima que puede pasar por ella, en este caso son los 2 A más la corriente de rizado sin embargo nunca se llegara a tener 2 A en este proyecto ya que la fuente lineal está limitada a 1 A. Se debe escoger una bobina de **50  $\mu H$  2 A y una baja ESR** (Resistencia Serie Equivalente) para que tenga pocas pérdidas.

### Cálculo del condensador

Partiendo de los siguientes datos se obtiene el valor del condensador:

- $\Delta V = 50 mV$
- $\Delta I = 0,3 A$
- $ESR = 0,03 \Omega \rightarrow$  Debe ser un valor pequeño ya que el rizado de voltaje a través del capacitor de salida es la suma de los voltajes de rizado debido a la ESR.
- $ESL = 0 \rightarrow$  El valor ESL es la componente inductiva, está relacionada con la frecuencia de trabajo. En este caso se considera como cero.

$$\Delta V = \Delta I \cdot \left( ESR + \frac{\Delta T}{C} + 0 \right) \rightarrow 0,05 = 0,6 \cdot \left( 0,03 + \frac{0,5/100kHz}{C} + 0 \right) \quad (36)$$

Despejando:

$$C = \frac{\Delta I \cdot \Delta T}{\Delta V - (\Delta I \cdot ESR)} = \frac{0,03 \cdot 5\mu s}{0,05 - (0,6 \cdot 0,03)} = \mathbf{93,75 \mu F} \quad (37)$$

A la hora de escoger el condensador se debe tener en cuenta el voltaje máximo que puede soportar la capacidad y que posea una ESR pequeña. Por lo tanto, se escoge un condensador de **100 uF, 25 V y 0,03 ESR**.

### Cálculo del diodo

La corriente directa que debe soportar el diodo será la siguiente:

$$I_D = (1 - D) \cdot I_{LOAD} = (1 - 0,5) \cdot 2 = \mathbf{1 A} \quad (38)$$

Otro factor a tener en cuenta a parte de la corriente que debe soportar es La máxima tensión inversa en el diodo. Esta es  $V_{in}$ , que es de 12 V. Los valores de corriente y voltaje son lo suficientemente bajos como para que se pueda utilizar un pequeño diodo schottky. Al usar un diodo schottky, las pérdidas de conmutación son despreciables. Por lo tanto, se elige un diodo schottky **B340A-13 de 3 A y 40 V**.

### Cálculo del transistor Mosfet

Para la elección del transistor deben tenerse en cuenta los siguientes factores:

- $V_{IN}$
- $I_{load}$
- $R_{ds_{ON}}$
- $T_{rise}$  y  $T_{fall}$

La tensión máxima que debe soportar el Mosfet es la de entrada, 12 V. La corriente máxima es de 2 A. A continuación, si se desea tener pocas pérdidas por conducción en el transistor se debe elegir uno con baja  $R_{ds_{ON}}$ . Si se desean tener pocas pérdidas por conmutación se debe escoger uno con un bajo tiempo de subida y de bajada ( $T_{rise}$  y  $T_{fall}$ ). Se elige un mosfet **IRF9z24n de 12A y 55V y  $R_{ds_{ON}} = 0,17\Omega$** . Se

escoge un tipo P porque es más intuitivo al conducir cuando recibe tensión positiva en la puerta. Calculados ya todos los componentes se procede a la simulación del buck en Multisim 14.0:

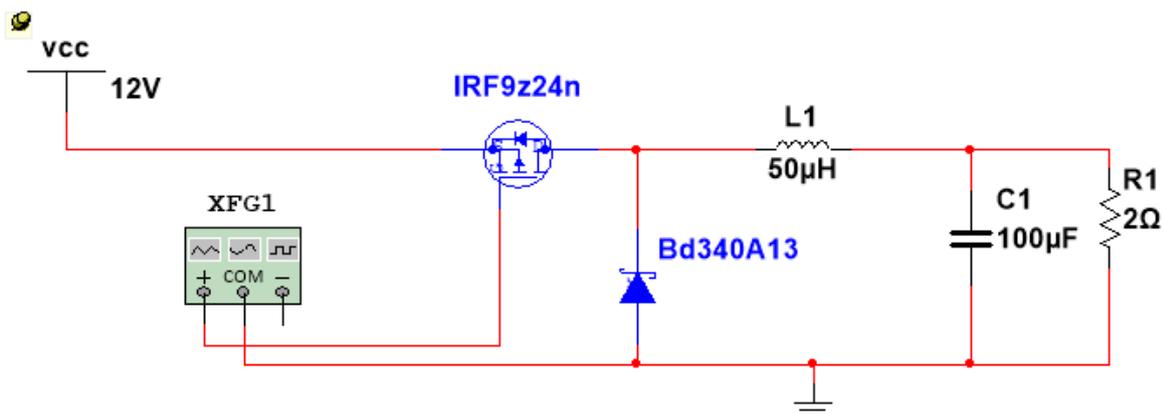


Figura 37. Diseño final del convertidor DC-DC buck controlado por generador de señales.

Si se conecta un osciloscopio en los puntos correctos se observará que se cumplen prácticamente los valores obtenidos en los cálculos y en los requerimientos teóricos.

Tabla 9. Conexiones del osciloscopio en distintos puntos del Buck

Canales del osciloscopio	Conexión	Datos
Salida del Buck	Canal 1 amarillo	5.7V
Generador de señales Pin Gate del Mosfet	Canal 2 azul	Señal 100kHz 12Vpp y 50% D.C.
Entrada del Buck Pin Source del Mosfet	Canal 3 morado	12V

En la siguiente figura se pueden apreciar las formas de onda de la tensión en el Buck simulado:

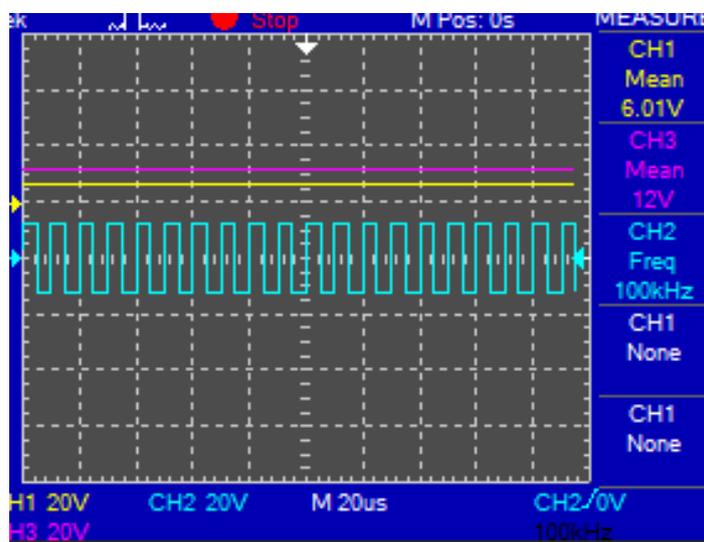


Figura 38. Tensión reducida de 12 V a 6 V por el Buck controlado por generador de señales

### 7.2.2. CONTROL DEL CICLO DE TRABAJO

El diseño que se ha realizado previamente se ha referido al diseño de un convertidor Buck controlado por una señal de tensión generada por un equipo de laboratorio. Sin embargo, el proyecto es portátil y por lo tanto autónomo, así que la manera de controlar el tiempo de apagado y encendido del interruptor electrónico se realizara por medio de un circuito integrado versátil y muy conocido, el NE555. Como se ha especificado en los requerimientos teóricos el NE555 es capaz de generar una señal de frecuencia variable y así controlar un transistor. De esta manera utilizando la configuración estándar de oscilador astable del NE555 se consiguen los siguientes resultados:

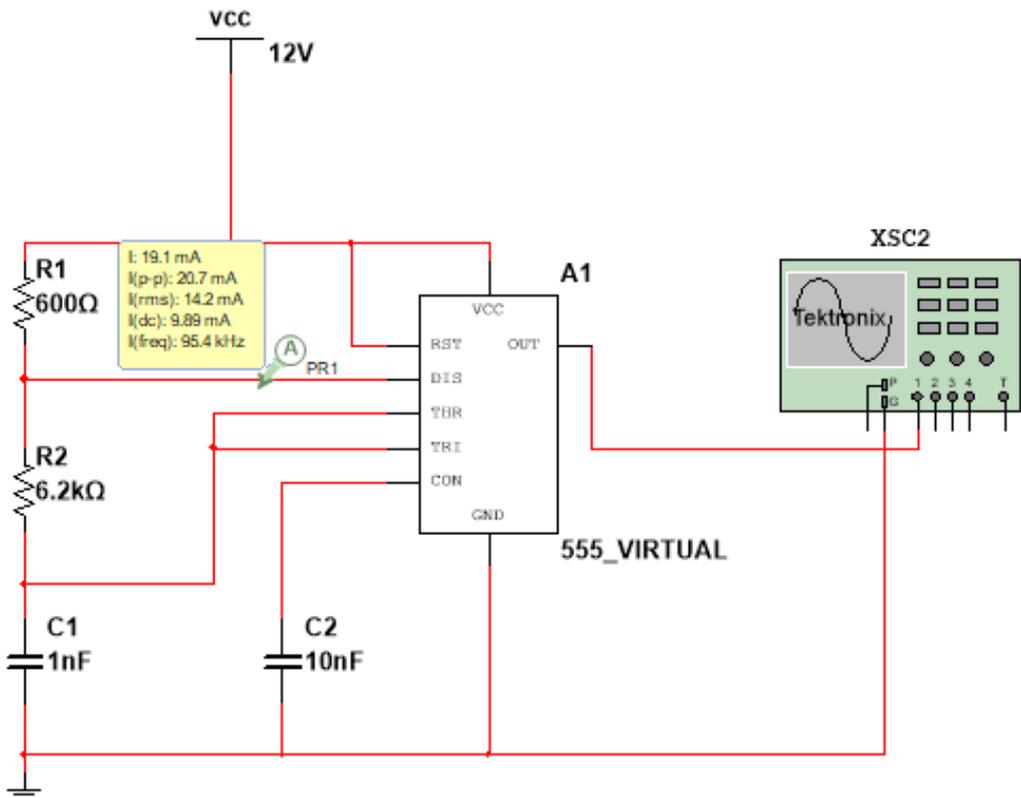


Figura 39. Configuración astable estándar del NE555

El funcionamiento es el siguiente: C1 se carga a través de R1 y R2 en serie, y se descarga a través de R1. De forma predeterminada, esto significa que la salida es una forma de onda de pulso, en lugar de una onda cuadrada verdadera. La salida será positiva, con pulsos negativos. Si R2 se hace grande en comparación con R1, puede aproximarse a una salida de onda cuadrada. Es la configuración básica astable del timer y se puede obtener un valor de frecuencia bastante aproximado con la siguiente fórmula:

$$F = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) \cdot C} \quad (39)$$

EL valor de 1.44 es una constante (o 'factor de fudge') que se han determinado matemáticamente y empíricamente para el temporizador NE555. No son perfectos, pero están lo suficientemente cerca para la mayoría de los cálculos.

El valor de algunos componentes es fijo como el del condensador C2 que es de desacoplo y se recomienda usar un valor de 10 nF. La única restricción es que la corriente por el pin de descarga no debe ser superior a 10 mA de lo contrario la existe el peligro de que la entrada del disparador no pueda alcanzar un voltaje lo suficientemente bajo como para disparar el comparador interno, y así las oscilaciones no pueden tener lugar.

Con las siguientes formulas se puede llegar a obtener la frecuencia y el ciclo de trabajo deseados:

$$F = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) \cdot C} \qquad T_C = 0,69 \cdot C \cdot (R_1 + R_2)$$

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_C + T_D} \qquad T_d = 0,69 \cdot C \cdot R_2$$

$$D.C. = \frac{T_C}{T} = \frac{T_C}{T_C + T_D} \qquad (40)$$

Si se quiere tener una frecuencia de 100 kHz y un ciclo de trabajo del 50% se obtienen los siguientes valores:

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{100.000 \text{ Hz}} = \mathbf{10 \text{ us}} \qquad (41)$$

$$D.C. = \frac{T_C}{T_C + T_D} = \frac{T_C}{10 \text{ us}} \rightarrow T_C = D.C. \cdot 10 \text{ us} \qquad (42)$$

$$T_C = \mathbf{5 \text{ us}} \qquad (43)$$

Utilizando un valor recomendado de 1nF para el condensador se obtiene:

$$(R_1 + R_2) = \frac{T_C}{0,69 \cdot C} = \frac{5 \text{ us}}{0,69 \cdot 1 \text{ nF}} = \mathbf{7,24 \text{ k}\Omega} \qquad (44)$$

Una vez obtenidos los valores se establece en la resistencia en R1 para que exista una corriente mínima por el pin de descarga, como se observa en la figura 42. Si se realiza la simulación se observa que el ciclo de trabajo indicado en los tiempos de carga (tiempo de subida de la señal) y descarga (tiempo de bajada de la señal) será siempre mayor al 50%. Si se reduce el valor de R1 se puede ajustar más el valor del D.C. cerca del 50% pero siempre que no lleguen más de 10 mA al pin descarga.

Se concluye que este circuito no sirve porque, aunque alcance prácticamente los 100 kHz no llega al 50% de ciclo de trabajo.

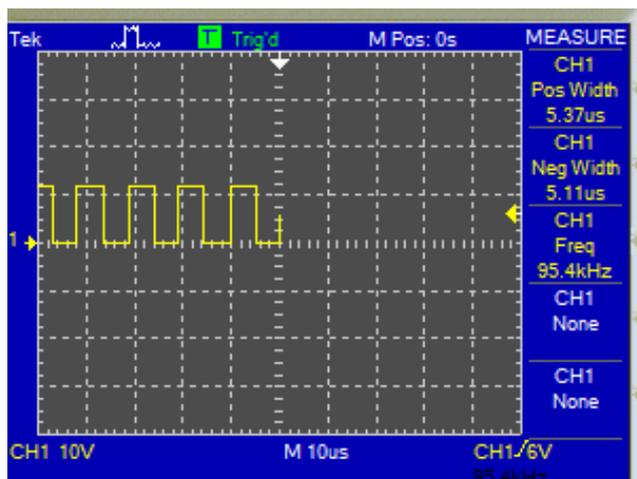


Figura 40. Resultado de ciclo de trabajo y frecuencia de la configuración básica NE555

Se utiliza entonces otra configuración para conseguir un ciclo de trabajo del 50% exacto:

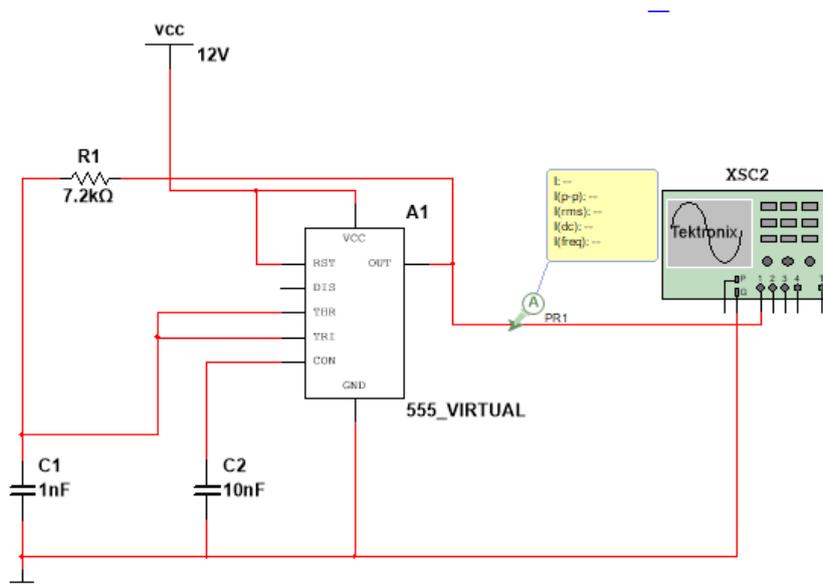


Figura 41. Configuración del NE555 para obtener un ciclo de trabajo de 50%

Conocido el funcionamiento interno del timer se diseña otra configuración de la que se obtienen las siguientes formulas:

$$F = \frac{0,72}{R \cdot C} \qquad T_C = 0,69 \cdot C \cdot R$$

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_C + T_D} \qquad T_d = T_C$$

$$D.C. = \frac{T_C}{T} = \frac{T_C}{2T_C} = 50\% \qquad (45)$$

Utilizando un valor recomendado de 1 nF para el condensador se obtiene:

$$R = \frac{T_C}{0,69 \cdot C} = \frac{5 \text{ us}}{0,69 \cdot 1 \text{ nF}} = 7,24 \text{ k}\Omega \quad (46)$$

La simulación del circuito muestra el 50% exacto de D.C.:

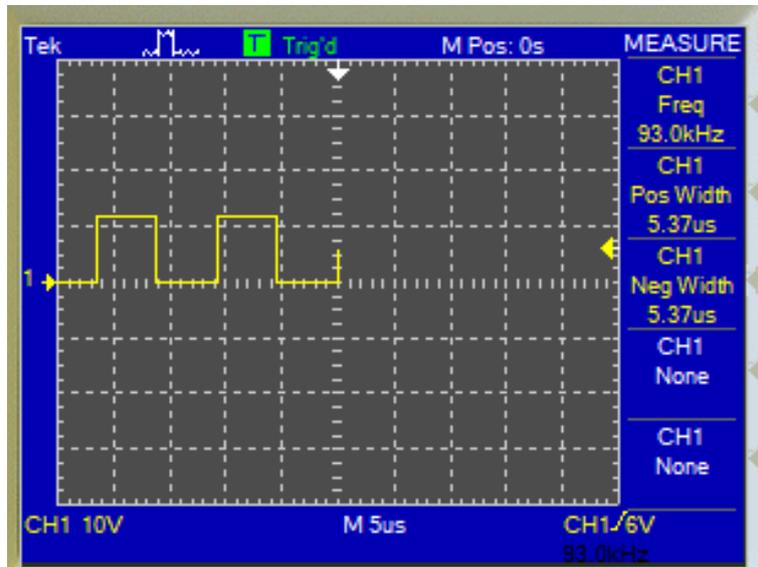


Figura 42. Resultado del ciclo de trabajo al 50% del NE555

Sin embargo, en la realidad se observa que este valor del 50% no se cumple ya que la tensión en la entrada y la salida del timer varia ligeramente lo que provoca que el tiempo de carga y el de descarga sean distintos. La relación de ciclo de trabajo de este circuito es nominalmente 1: 1 (una onda cuadrada) pero esto puede verse afectado por la carga. Si la carga se conecta entre la salida y la tierra, el tiempo alto será un poco más largo que el tiempo bajo porque la carga evitará que la salida alcance la tensión de alimentación. Si la carga se conecta entre el suministro y el pin de salida, el tiempo bajo será más largo porque la salida no alcanzará cero voltios. Recordar que el valor de la frecuencia siempre es aproximado ya que este circuito integrado no proporciona valores precisos.

Al comprobar que ninguno de los dos circuitos puede proporcionar los valores deseados se decide realizar un tercer diseño combinando ambas características de manera que se podrá variar el ciclo de trabajo de la señal con un potenciómetro y el valor de la frecuencia se mantendrá constante.

El circuito será el siguiente:

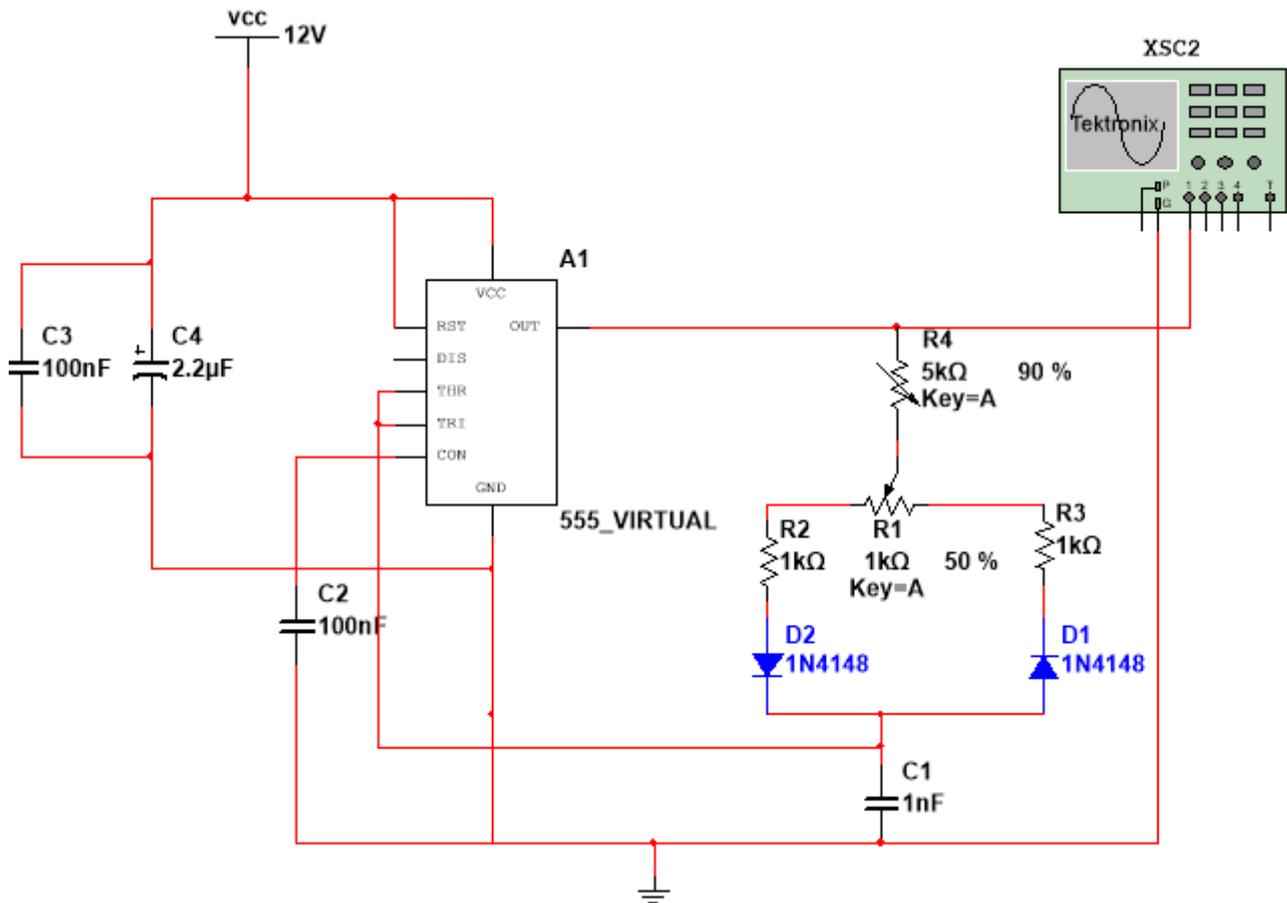


Figura 43. Configuración del NE555 capaz de modificar el ciclo de trabajo y la frecuencia

El R1, un potenciómetro lineal, proporciona un ciclo de trabajo continuamente ajustable entre aproximadamente el 35% y el 75%, evitando el uso de la entrada de control, lo que permite el ajuste del ciclo de trabajo con poco efecto en la frecuencia de oscilación. Las dos secciones de R1, a cada lado del control deslizante, agregadas a R1 y R2 proporcionan efectivamente dos valores separados (y ajustables) de resistencia de temporización. D2 conduce durante el período de carga de C1 cuando la salida en el pin OUT es alta, proporcionando una resistencia de temporización compuesta por R4, la parte izquierda de R1 y R2. Durante el período de descarga, el pin OUT está bajo, por lo que D1 tiene polarización inversa; D1 ahora proporciona una ruta de descarga a través de R3, la parte derecha de VR1 y R4.

La frecuencia se calcula utilizando la misma fórmula que para el circuito del ciclo de trabajo del 50% que, aunque se verá ligeramente afectado por la resistencia directa de los diodos. Si se varía el valor del potenciómetro R4 se obtiene una variación de la frecuencia. Los condensadores adicionales actúan como condensadores de desacoplo entre la entrada y GND. Utilizando las formulas del circuito del 50% del ciclo de trabajo se obtiene el valor de potenciómetro ya que los caminos de carga y descarga ahora son iguales se puede elegir el valor resistivo que se desee:

$$f = \frac{0,72}{R \cdot C} \rightarrow R = \frac{5 \text{ us}}{0,69 \cdot 1 \text{ nF}} = 7,24 \text{ k}\Omega \quad (47)$$

Si se establece una resistencia fija de 2 k $\Omega$  en cada camino del condensador se obtiene el valor de R4 para variar la frecuencia:

$$R4 = 7,24 \text{ k}\Omega - 2 \text{ k}\Omega = 5 \text{ k}\Omega \quad (48)$$

El valor del resistor variable R1 podrá ser el que se desee para variar el ciclo de trabajo, pero está en relación con R4.

Pese a no ser un circuito de precisión ajustando los potenciómetros se obtienen valores precisos del ciclo de trabajo y de la frecuencia de conmutación con el NE555.

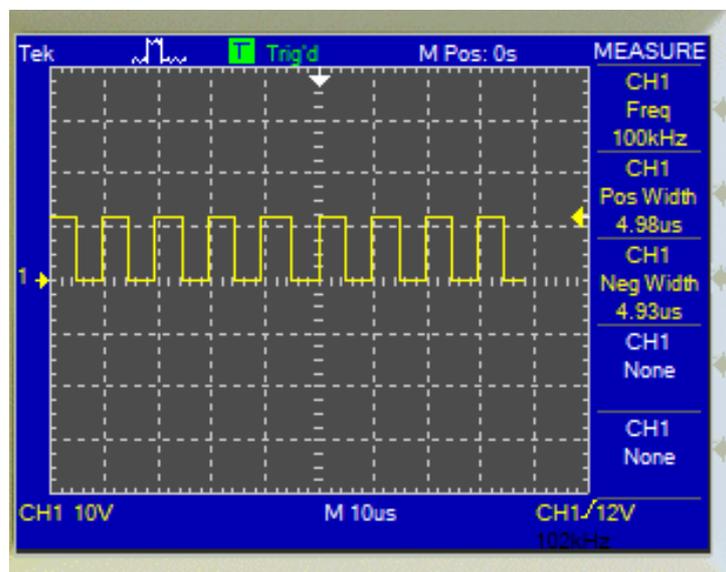


Figura 44. Resultados del circuito variador de frecuencia y ciclo de trabajo con NE555 a 100 kHz y 50%

Para concluir se observa el funcionamiento del NE555 y el convertidor buck unidos y generando los resultados deseados:

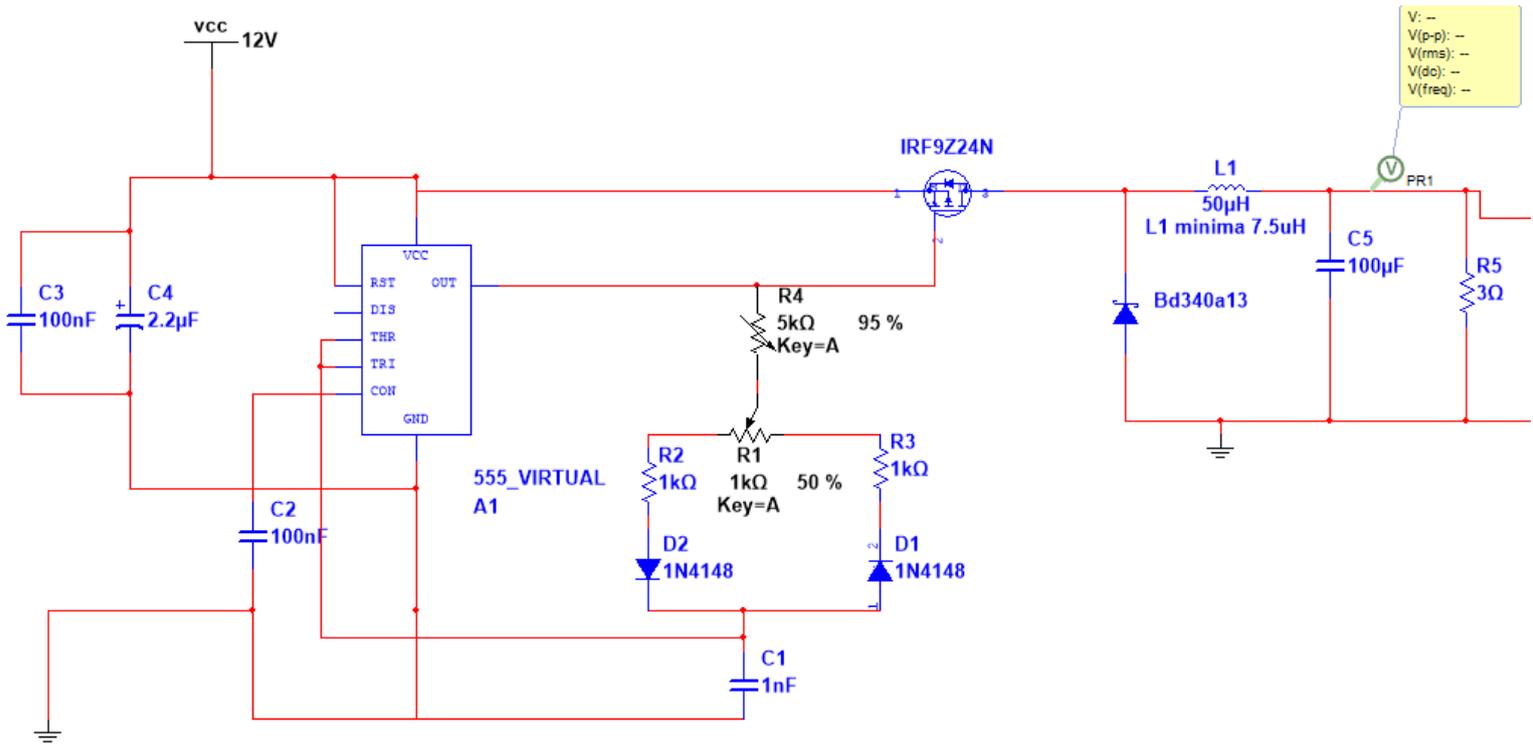


Figura 45. Circuito final del convertidor DC-DC Buck controlado por un NE555

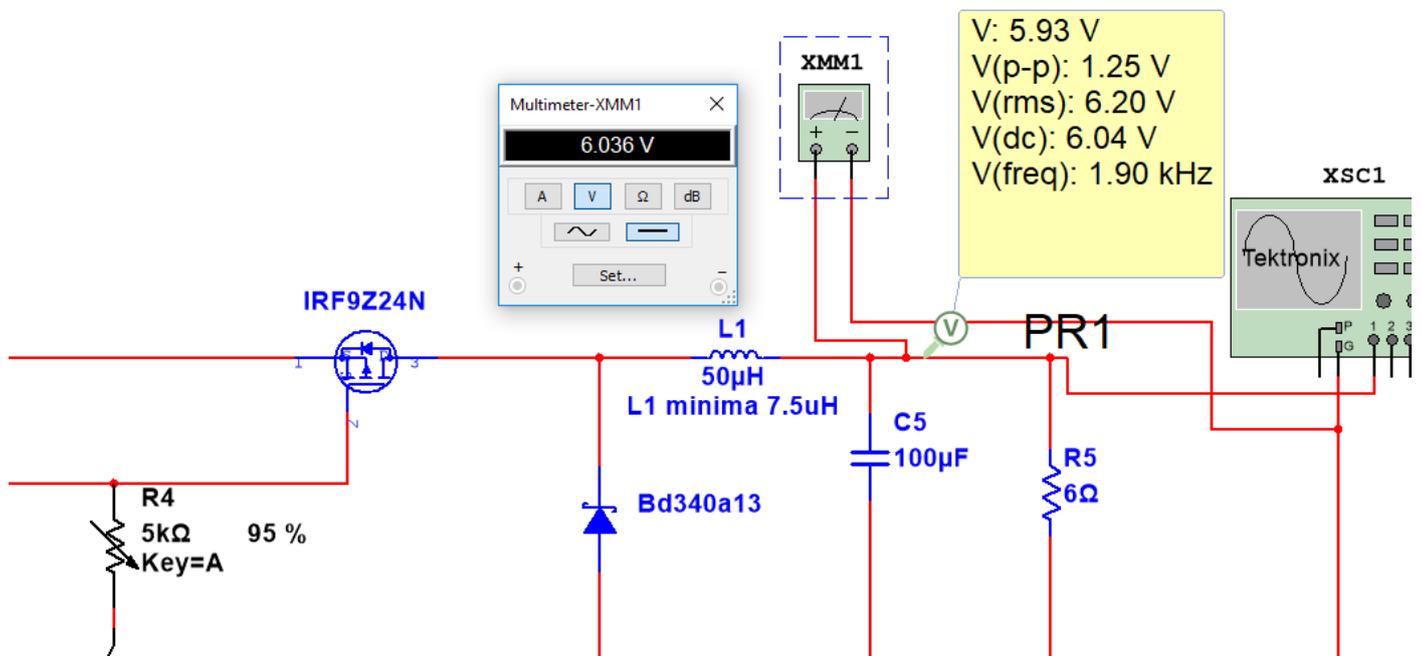


Figura 46. Reducción de la tensión de 12 V a 6 V por el convertidor DC-DC Buck controlado por un NE555

### 7.3. GESTION DE LA CARGA DE BATERIAS

Para la gestión de la carga se utilizará el circuito integrado DS2715 como se menciona en la solución propuesta. Dado que este circuito no se puede simular ya que este entorno de simulación no dispone del integrado DS2715 se analizará el funcionamiento del mismo según las instrucciones de su hoja de características.

#### Resumen del ciclo de carga

El DS2715 regula la carga de hasta 10 células Ni-MH en una configuración en serie. Con el pin de selección de modo, el DS2715 se puede configurar para regular como un amplificador de error en modo lineal o como un comparador en modo conmutación. Un ciclo de carga comienza de dos maneras: aplicando energía al DS2715 mientras el paquete de células está ya insertado, o con la detección de inserción de la celda después del encendido.

Después de la confirmación de la presencia de la célula, se produce la PRECHARGE para evitar la carga rápida de células profundamente agotadas o carga bajo condiciones de temperatura extremas. La precarga se realiza a un ritmo reducido de aproximadamente  $\frac{1}{4}$  de la corriente de FAST-CHARGE hasta que cada celda alcance 1 V. El algoritmo procede a la fase FAST-CHARGE. La carga rápida continúa siempre que la temperatura del paquete de células sea inferior a 50 °C según el voltaje de THM, y el voltaje de la celda medido en el pin VBATT en el medio del divisor de resistencia permanezca bajo 1.65 V, lo que indica que el paquete de células todavía está presente. La carga rápida termina normalmente midiendo la tasa de cambio térmico del paquete de células,  $dT/dt$ . Cuando la tasa de cambio térmico del paquete de células excede 0.5 °C por minuto, el DS2715 entra en estado TOP-OFF. El DS2715 tiene un temporizador de carga interna como protección de sobrecarga secundaria si la carga no termina adecuadamente por el método  $dT/dt$ . La duración del temporizador de terminación de carga es seleccionable por el usuario desde 30 minutos hasta 6 horas por una resistencia externa en el pin RT.

Después de una fase de FAST-CHARGE normalmente finalizada o expirada, el DS2715 entra en TOPOFF. Permanece en este estado para la mitad del período de tiempo de espera de FAST-CHARGE seleccionado por la resistencia externa en RT. Después de que expira el temporizador de carga TOPOFF, la fase DONE continúa indefinidamente hasta que el paquete de células se retira del cargador o se ingresa al modo de DESCARGA. Cuando se alcanza el nivel de tensión  $V_{dchg-set}$  en el sensor resistivo el DS2715 cambia al modo DESCARGA. Todas las funciones de carga se desactivan y el FET de regulación se activa para permitir que el paquete de células se descargue. Durante todo el proceso de carga, la salida LED1 de drenaje abierto indica el estado de carga para el usuario mediante un parpadeo constante.

### 7.3.1. FUNCIONAMIENTO Y VERIFICACIÓN DEL CIRCUITO

A continuación, se observa el circuito de regulación de carga:

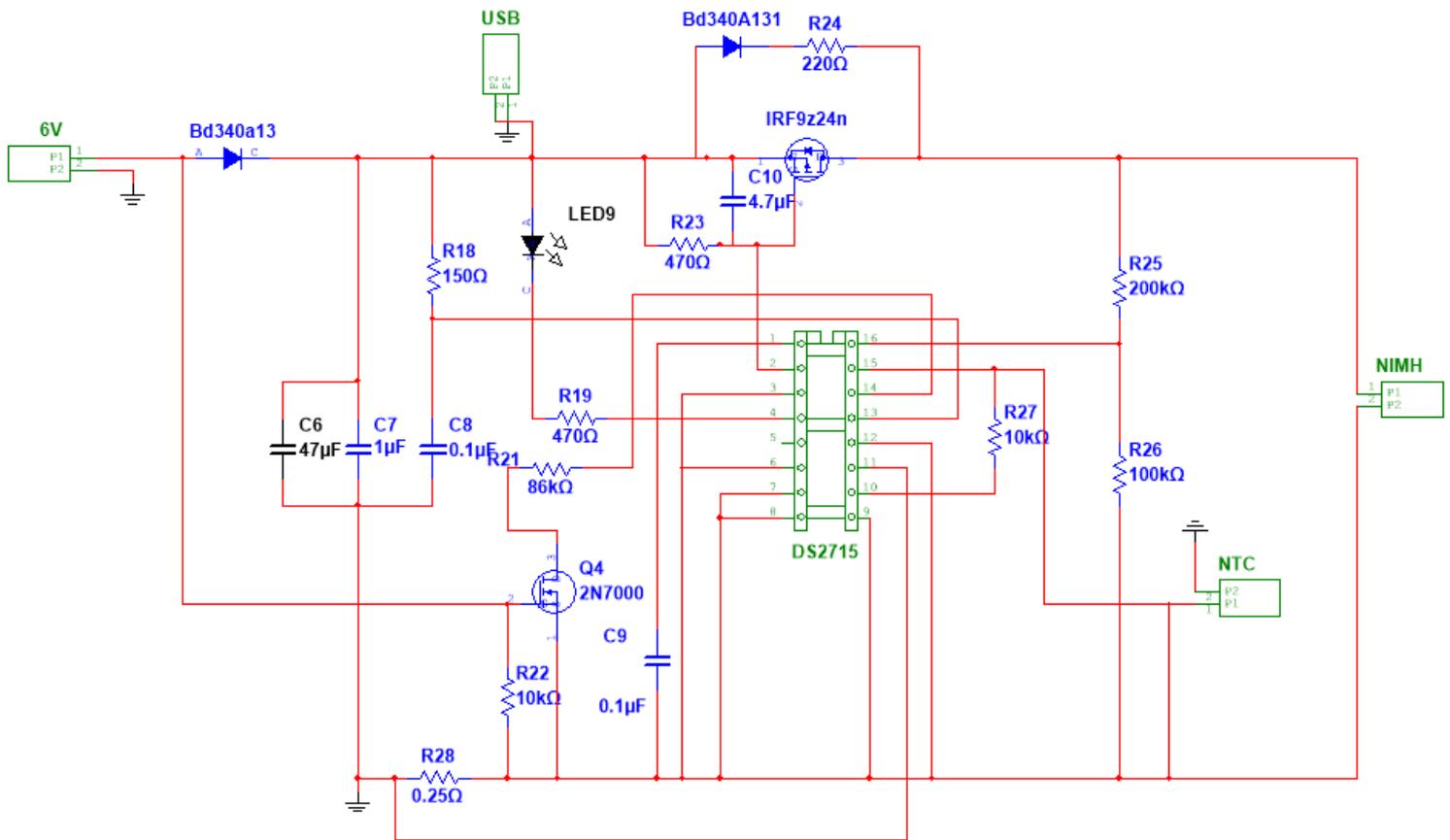


Figura 47. Circuito de regulación de carga mediante el DS2715

Básicamente funciona como un Buck pero la señal de control del interruptor IRF9Z24N se genera internamente dependiendo del valor de tensión detectado en la resistencia R28.

El pin de modo está vinculado a VSS para una operación lineal. Una resistencia de detección de 250 mΩ (R28) ajusta la corriente de carga a 484mA, que el DS2715 regula controlando el VGS de Q1 a través de la resistencia de polarización R23. La resistencia de polarización debe elegirse de modo que la corriente que requiere el pin VCH no exceda los 20 mA.

El transistor Q4 se utiliza para hacer flotar el pin Rt cuando se desconecta la fuente de suministro. Esto pone el DS2715 en modo SUSPENDER y restablece la máquina de estado. D1 evita que la corriente fluya hacia la fuente de carga. D2 y R24 crean la vía de corriente de la carga de mantenimiento. D1, D2 y R24 deben tener el tamaño adecuado para la potencia que deben disipar basada en los parámetros de la aplicación. R23 y C10 crean un filtro de paso bajo para minimizar la transferencia de ruido al DS2715.

La resistencia RT (R21) se establece en 86 kΩ durante un tiempo de espera de 129 minutos. Esto sería apropiado para celdas con una capacidad de aproximadamente 0.9Ah. El divisor de resistencia con R12 y R13 está configurado para presentar el voltaje equivalente a una sola celda en el pin Vbatt.

Todos los condensadores deben ser de cerámica de montaje superficial de buena calidad siempre que sea posible. El condensador de 47 uF puede ser de cualquier tipo que cumpla con los requisitos de la aplicación.

### Selección de tasa de carga

La tasa de carga está determinada por una resistencia de detección externa conectada entre los pines SNS+ y SNS-. El DS2715 regulará la corriente de carga para mantener una caída de voltaje de VFC a través de la resistencia de detección durante FAST-CHARGE. La resistencia sensorial puede ser seleccionada por:

$$R = \frac{V_{FC}}{\text{Corriente deseada en FAST - CHARGE}} = \frac{127 \text{ mV}}{0,480 \text{ mA}} = \mathbf{0,25 \Omega} \quad (49)$$

### Selección de tiempo de espera

Las resistencias se pueden seleccionar para admitir períodos de tiempo de carga rápida de 0,5 a 6 horas y de tiempo de espera de carga TOPOFF con períodos de 0,25 a 3 horas. El tiempo de carga rápida programado sigue aproximadamente la ecuación:

$$t(\text{min}) = \frac{1.5 \cdot Rt}{1000} = \frac{1.5 \cdot 86000}{1000} = \mathbf{129 \text{ min}} \quad (50)$$

### Ajuste del tamaño del pack de baterías

R12 y R13 de los circuitos de aplicación forman un divisor de voltaje de tal manera que el voltaje de una sola celda está presente en el pin Vbatt. Esto es necesario para el correcto funcionamiento del DS2715. Dado un resistor de 100 kΩ para R13, se ajusta R12 de la siguiente manera:

$$R12 = (\text{Número de celdas} - 1) * R13 \quad (51)$$

La información más detallada del circuito se encuentra en el Anexo II.

## Verificación

La verificación del funcionamiento se ha realizado de manera hardware al no poder simularlo, por lo que se añadirán las notas de comprobación tomadas el día del montaje y siguiendo la tabla de funcionamiento del led:

Tabla 10. Estados de funcionamiento del LED en el circuito de carga del DS2715

	Sin baterías	Cargando	Estado DONE	Fallo	Descarga
LED	Apagado	Parpadea a 1 Hz	Apagado	Parpadea a 4 Hz	Apagado

- El led parpadea a 1 Hz en PRECHARGE y FAST CHARGE.
- Si se apaga la fuente el led deja de parpadear.
- Si se retiran las pilas el led deja de parpadear.
- Si se desconecta VCH deja de regular la corriente.
- El led parpadea a 4 Hz cuando entra en FAULT (después de intentar cargar las pilas durante 34 minutos sin poder subir más de 1 V en Vbatt ).
- El pin THM tiene 2.45 V a T° ambiente.
- Si se calienta la NTC por encima de 50°C deja de cargar las pilas y el led deja de parpadear, y si baja a una temperatura dentro del rango vuelve a parpadear y a funcionar.
- En PRECHARGE llega a 60 mV en la resistencia de detección y en FAST CHARGE llega a 125 mV lo que significa que se cargan a las corrientes deseadas.

### 7.4. SALIDA USB

Una vez se tiene la carga almacenada en las baterías se necesita un dispositivo para aprovechar esa energía en cualquier otro dispositivo de baja potencia. Esto se consigue mediante la instalación de un puerto USB 3.0 de 5V. Como se observa tanto la tensión de las pilas como la que alimenta el DS2715 es superior a este valor, concretamente 6 V.

Para regular este valor se utilizará un regulador lineal LDO, que tiene como característica principal reducir valores de tensión de poca caída de voltaje. Teniendo en cuenta que la corriente que suministrara el USB puede llegar a ser de 1 A según las especificaciones de diseño de la fuente lineal se debe colocar un regulador que soporte dicha corriente. El regulador elegido es el **MIC29152BT ajustable de 1.5 A**.

Para obtener 5 V a la salida teniendo 6 V de entrada se calculan los valores de resistencia del circuito típico proporcionado por su hoja de características:

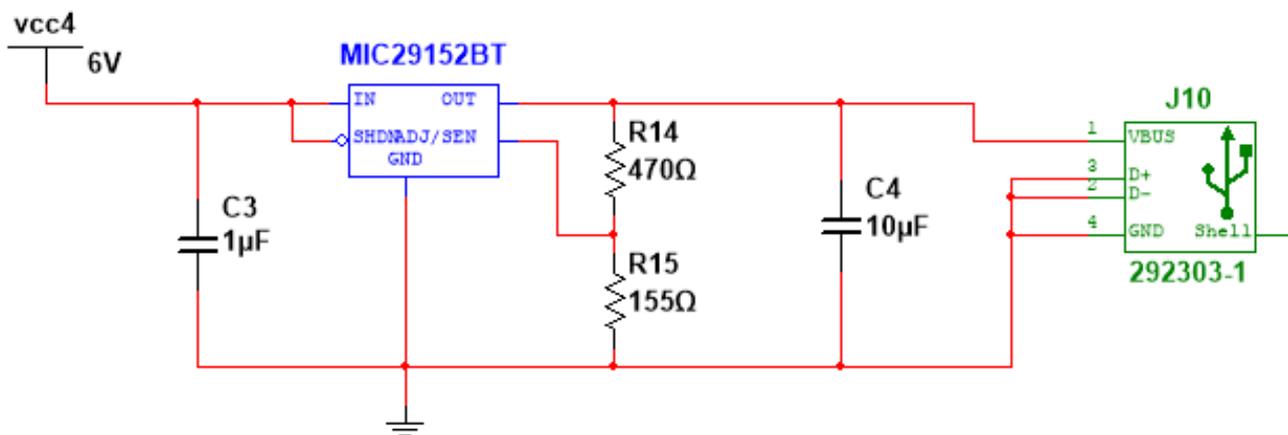


Figura 48. Circuito de regulación de voltaje para adaptación a USB mediante un regulador LDO

Se requieren R14 y R15 para establecer el voltaje de salida y C4 mejora la respuesta transitoria, y C3 actúa como filtro cuando el regulador esta demasiado lejos de la fuente de alimentación, sus valores son los recomendados por el fabricante de 1 uF y 10uF. Los valores de las resistencias para obtener un voltaje a la salida de 5 V se obtienen por la siguiente fórmula:

$$V_O = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_{14}}{R_{15}} \right) \quad (52)$$

Sabiendo que el voltaje de referencia es 1.25 V y que la R2 será un potenciómetro se establece en 100 Ω la R1 y se obtiene R2,()

$$R_{14} = \left( \frac{5}{1,25} - 1 \right) \cdot 155 = 470 \Omega \quad (53)$$

El resultado conectado la salida del regulador a un osciloscopio es la esperada de 5 V:

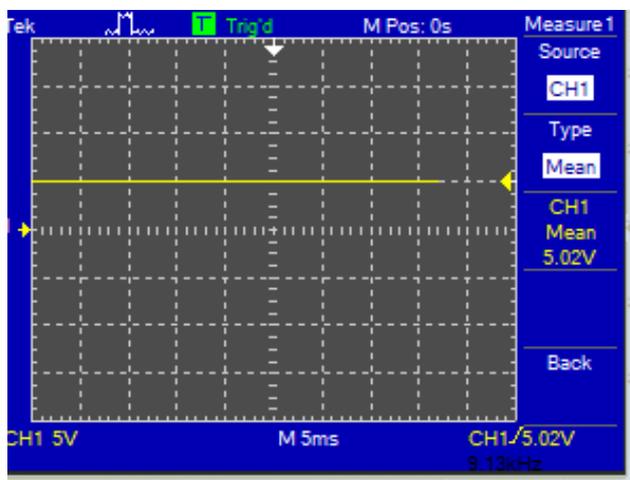


Figura 49. Resultado de la tensión regulada por el regulador MIC29152BT

## 8. PROTOTIPADO

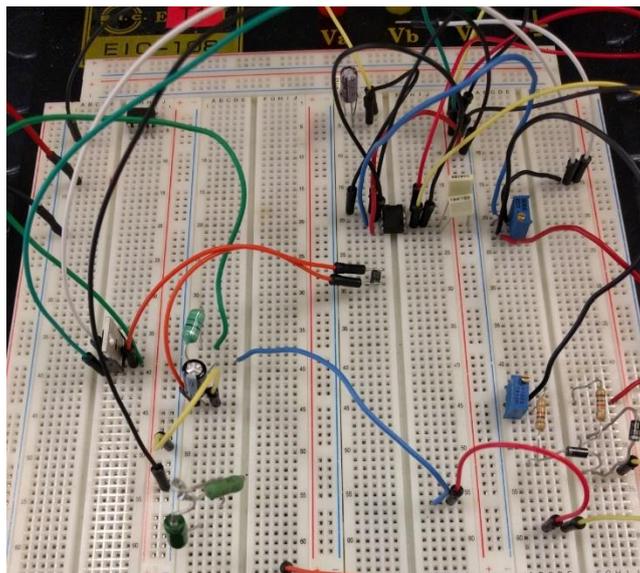
En este apartado se muestran las imágenes de la realización de los montajes hardware. Para llegar al resultado del diseño final son necesarios una serie de procesos de montaje y verificación funcional.

1. -Prototipo inicial: Se realiza el montaje de los circuitos electrónicos sobre una placa protoboard.
2. -Layout: Se optimizan los circuitos previamente verificados con el software NI ULTIBOARD 14.0.
3. -Fabricación de PCB: Creación de tarjetas con el circuito electrónico impreso.

### 8.1. PROTOTIPO INICIAL

Una vez simulados los circuitos y calculado el valor de sus componentes se procede a un primer montaje de los mismos.

La manera más básica es como se ha trabajado a lo largo del Grado, utilizando cableado y colocando los componentes en una placa denominada protoboard. Esta placa tiene railes conductores por debajo de una capa de plástico agujereada la cual se utiliza para insertar los componentes. Un aspecto a tener en cuenta en este método es que los componentes deben ser THT (Through Hole Technology), es decir deben tener las conexiones en forma de eje pasante. Este método es versátil y cómodo ya que se pueden hacer modificaciones sin problemas, sin embargo, no es conveniente a la hora de necesitar precisión ya que es propensa a perturbación electromagnética y a inducir impedancias parasitas. En la siguiente imagen se observa el montaje del Buck con un NE555:



*Figura.50. Convertidor buck controlado con NE555 en protoboard*

En esta imagen se aprecia el circuito del cargador de baterías mediante el C.I. DS2715 realizada en una placa protoboard incorporada a una placa PCB con diferentes dispositivos y tensiones de alimentación:

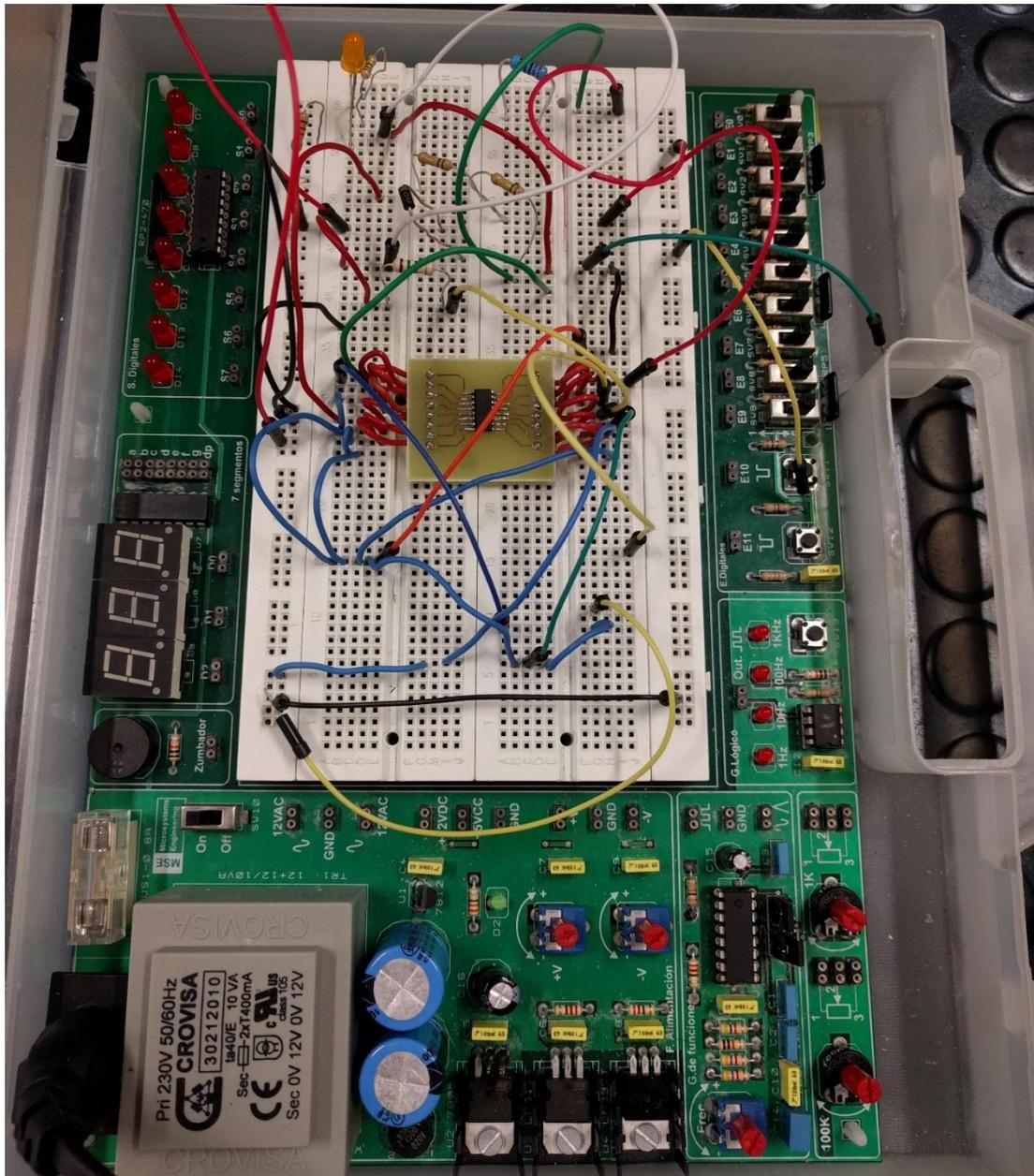


Figura 51. Controlador de carga de baterías Ni-MH con Ds2715 en protoboard

Existe otro método con el que se obtiene más precisión, claridad y seguridad de los circuitos, soldando los componentes THT en una placa de prueba con una cara de cobre con orificios aislados entre si y otra de plástico donde se colocan los componentes. Una vez soldados los componentes mediante estaño y aplicación de calor, se crean las pistas uniendo los orificios con estaño. Este método es más complejo de montar y es complicado realizar modificaciones. En la siguiente imagen se puede observar la fuente de alimentación lineal básica sin estabilizador de tensión realizada en una placa de prueba con las pistas hechas en estaño:

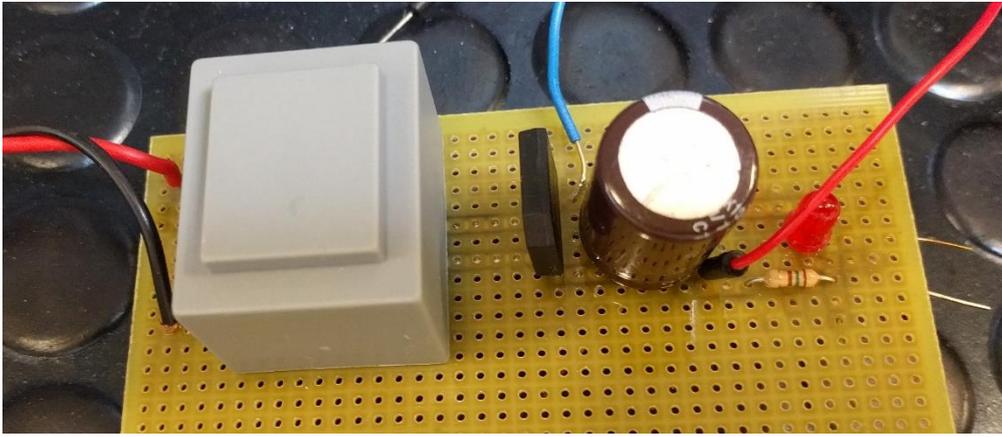


Figura 52. Fuente de alimentación lineal sin estabilizador de tensión soldada en placa de pruebas

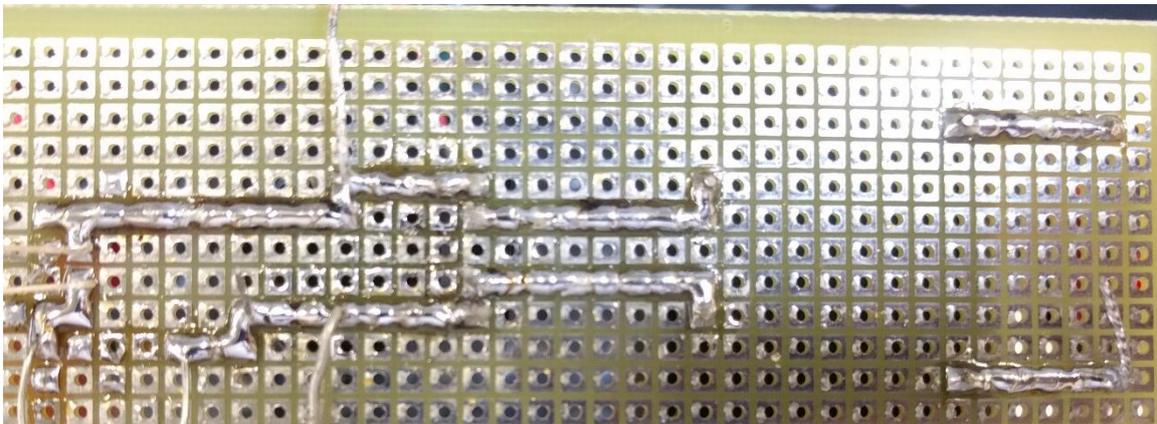


Figura 53. Pistas soldadas de fuente de alimentación lineal en placa de pruebas

En la siguiente imagen se puede observar el circuito de controlador de carga de baterías Ni-MH mediante un DS2715 realizada en una placa de prueba con las pistas hechas en estaño:

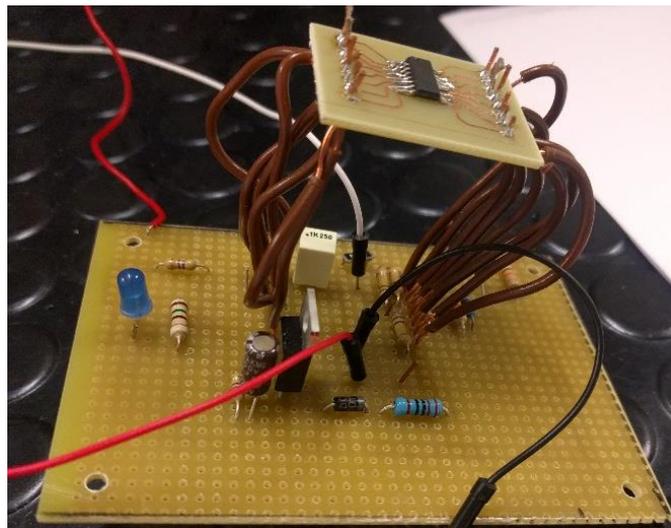
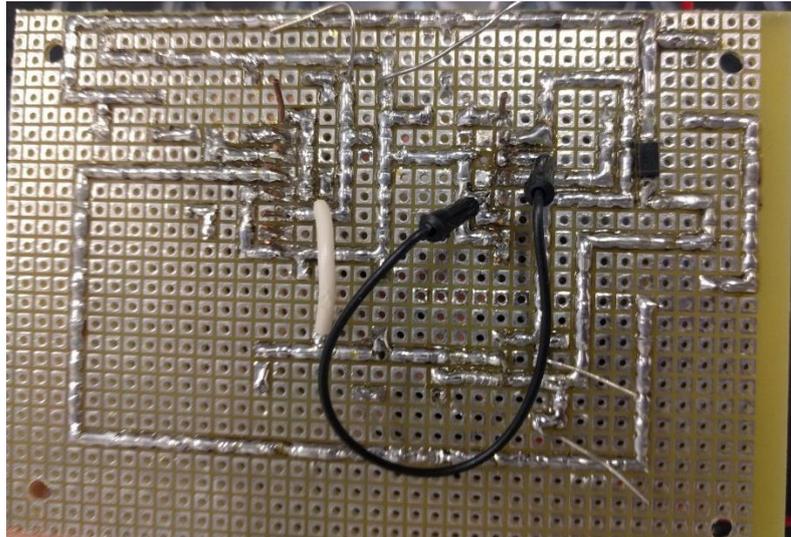


Figura 54. Controlador de carga de baterías Ni-MH con Ds2715 soldado en placa de pruebas

En las pistas de estaño del DS2715 se observa que ha sido necesario utilizar puentes mediante cableado ya que el diseño del rutado no es el óptimo:



*Figura 55. Pistas soldadas del controlador de carga de baterías Ni-MH con Ds2715 en placa de pruebas*

## 8.2. LAYOUT

Se ha visto que sin un estudio previo los circuitos resultantes son grandes y aparatosos y sin un buen material de conducción surgen problemas eléctricos y de funcionamiento. Mediante el programa NI ULTIBOARD 14.0 se pueden transferir las simulaciones de los circuitos en MULTISIM. De esta manera se crea un diseño de pistas que sigue unas normas de funcionamiento estandarizadas y se colocan los componentes de acuerdo a la huella del encapsulado real de cada uno, esto se denomina footprint.

Editando el grosor de las pistas de cobre y el tamaño de los pads donde se podrán colocar tanto componentes THD como SMD se consigue una distribución óptima del circuito en el tamaño que se desee. A continuación, se observan los 4 diseños que componen el conjunto general del proyecto divididos en 4 placas distintas.

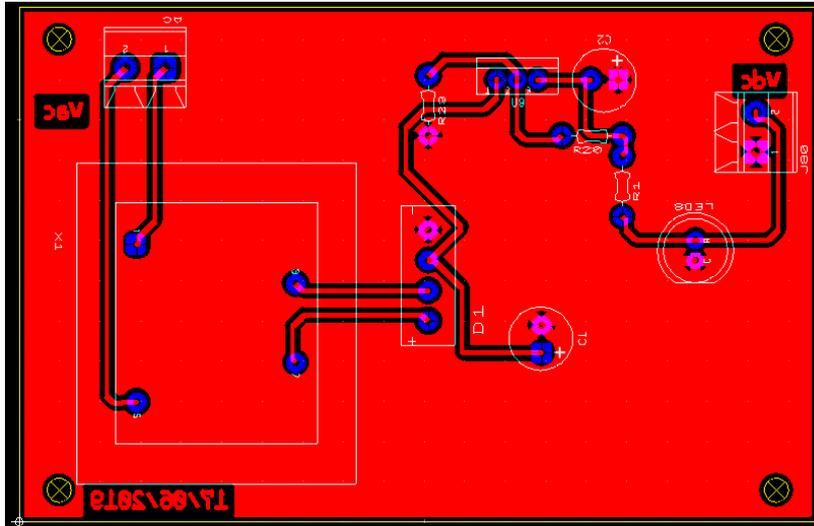


Figura 56. Fuente de alimentación lineal

En el layout de la fuente de alimentación lineal caso se podría haber optimizado más el espacio, pero todas las tarjetas deben ser del mismo tamaño para ensamblarlas en el diseño final, por lo que todas dependen del tamaño de la placa que más reducida tenga su espacio.

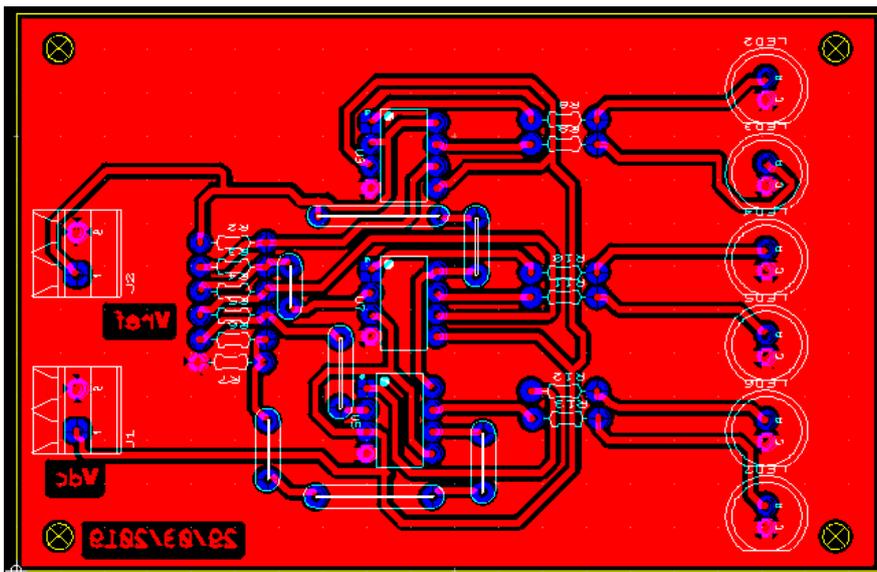


Figura 57. Indicador de nivel de tensión fotovoltaica producida por los paneles

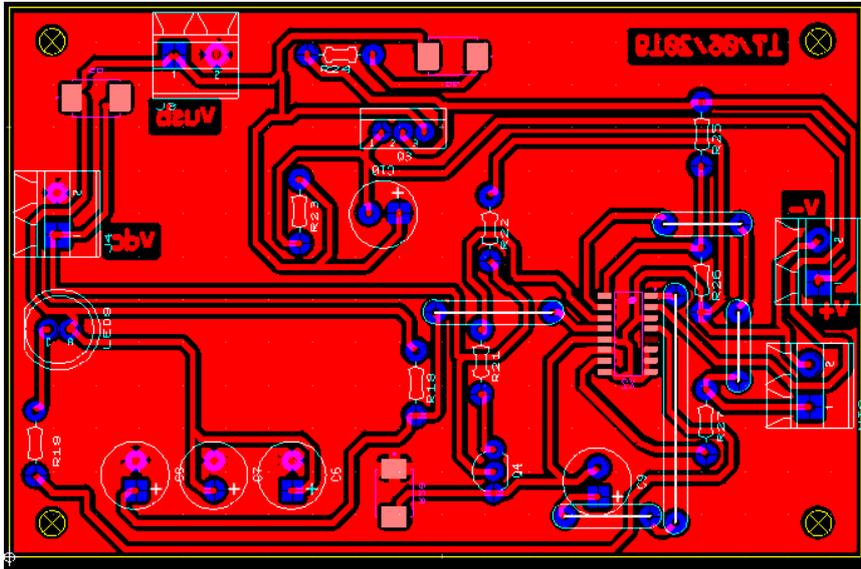


Figura 58. Controlador de carga de baterías Ni-MH mediante CI DS2715

El layout del DS2715 es el diseño que más se ha optimizado debido a que es un circuito extenso, pero se desea un tamaño pequeño de placa. Por lo tanto, el que marca el tamaño máximo de los demás diseños.

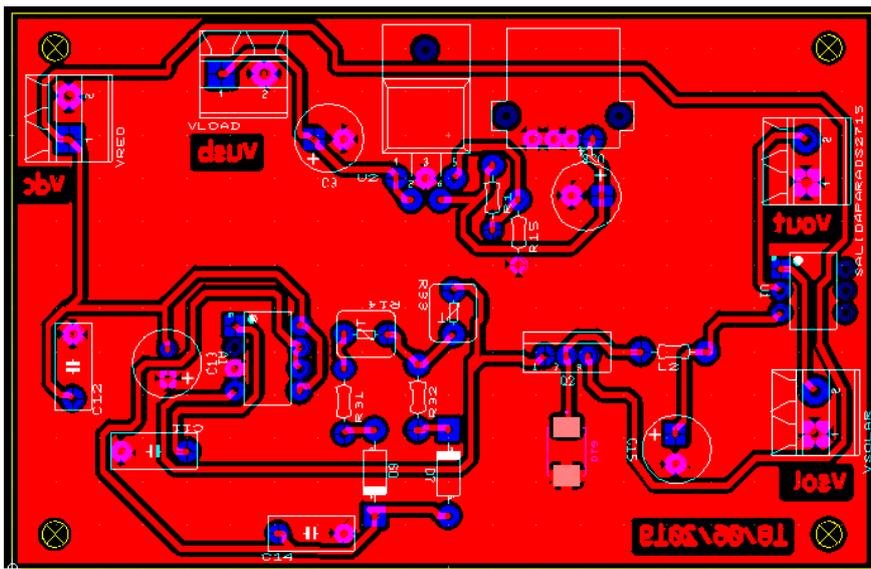


Figura 59. Convertidor DC-DC buck controlado con NE555 y salida USB regulada

Este último diseño lleva el circuito Buck controlado por un timer NE555, además de la salida USB con un regulador lineal. Como dispositivo final lleva incorporado un interruptor que permite seleccionar al usuario entre una alimentación mediante células solares o mediante la fuente de alimentación lineal de la red eléctrica.

### 8.3. FABRICACIÓN PCB

Una vez se disponen de los diseños Layout se debe seguir un proceso para transferir dichos circuitos a las placas PCB. Las razones por las que se opta por realizar el prototipo final en estas placas son las siguientes: limpieza, orden, reducción de espacio, minimización de fallos y visión más general del circuito lo cual facilitará mucho posibles modificaciones o corrección de errores.

El primer paso es imprimir el diseño de Layout en un fotolito. La razón de no elegir un papel normal es que el material de impresión debe dejar pasar a través de él los fotones de luz. Será conveniente imprimir con una impresora láser en la que se ajustará el tóner al máximo para que la capa de tinta sea lo más densa e impermeable a la luz posible.

A continuación, se necesita tener un material fotosensible donde colocar el fotolito con el circuito impreso. Hay dos tipos de placa fotosensible, las placas de polímero positivas y las negativas. La emulsión fotosensible positiva actúa de modo que se quema aquello que recibe la luz por lo que el circuito final es el que se había imprimido en el fotolito.

Una vez se tienen los dos materiales se deben introducir primero el fotolito en la posición correcta y a continuación la placa fotosensible encima de ella. Antes de empezar el proceso de insolado se debe limpiar el cristal de la insoladora de polvo y huellas dactilares.



*Figura 60. Insoladora*

En este tipo de insoladora el proceso de exposición a la luz no debe exceder de 4 minutos.

Una vez insoladas se introducen las placas en un líquido revelador que hará que la resina fotosensible desaparezca quedando dibujado en la placa el recorrido de las pistas.

Una vez revelada la placa se limpia el líquido revelador con agua y se seca con cuidado. A continuación, se realiza el atacado químico que eliminara el cobre no deseado de la placa. El atacado se realizará en una campana de extracción para evitar recibir gases nocivos:



*Figura 61. Campana de extracción de gases*

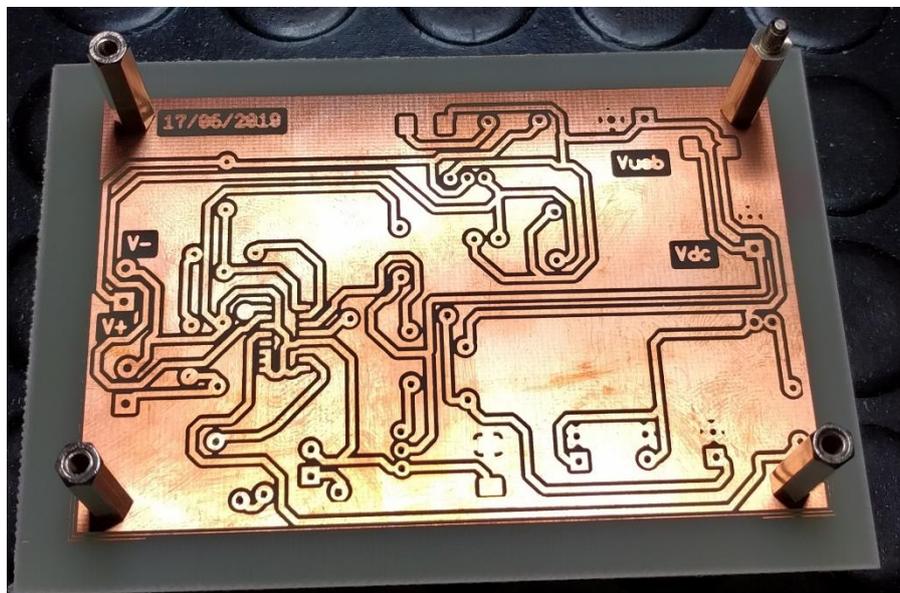
El proceso químico se realiza en una bandeja de plástico resistente a este tipo de corrosión. La disolución se realizará agregando una proporción aproximada de 2 unidades de HCL por 1 unidad de H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>. De esta manera el agua oxigenada reaccionará con el ácido clorhídrico creando el ácido que se muestra en la imagen:



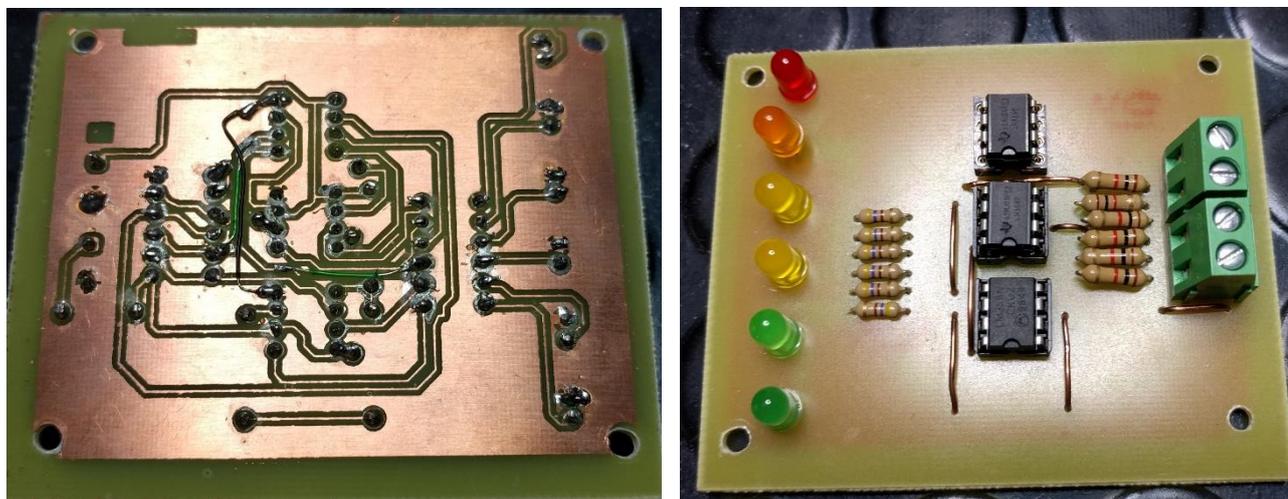
*Figura 62. Compuesto químico de atacado rápido*

Una vez eliminado el cobre se limpia con agua la PCB y se realiza un último revelado de 4 minutos en la insoladora para eliminar la resina fotosensible que hubiera quedado y de este modo se facilita el proceso de soldadura de materiales a la hora del montaje.

El resultado final de las placas PCB es el siguiente:



*Figura 63. Resultado de la placa PCB del circuito cargador de baterías con DS2715*



*Figura 64. Resultado de la placa PCB del circuito indicador de nivel fotovoltaico*

## 9. DIAGRAMA DE GANTT

A continuación, se exponen las diferentes tareas realizadas a lo largo de la elaboración del proyecto:

---

	<p><b>Objetivo:</b> Diseño general del proyecto y asignación funcional de cada dispositivo, estableciendo los requerimientos básicos y su disposición.</p> <p><b>Entregable:</b> Definición de requerimientos teóricos y diagrama general del proyecto.</p>
<b>Tarea 1</b>	<p><b>Subtarea 1.1</b> <b>Objetivo:</b> Estudio y selección de los procesos necesarios para un circuito de cargador de baterías.</p> <p><b>Entregable:</b> Captación y conversión de energía eléctrica, regulación y optimización de carga de baterías, adaptación de salida para usos de baja potencia.</p>
	<p><b>Subtarea 1.2</b> <b>Objetivo:</b> Distribución de los bloques funcionales de la mejor manera para conseguir eficiencia y ergonomía.</p> <p><b>Entregable:</b> Esquema de distribución funcional.</p>
<b>Tarea 2</b>	<p><b>Objetivo:</b> Estudio teórico fundamental de los requerimientos iniciales del proyecto para determinar cómo funcionan y como adaptarlos a un caso concreto.</p> <p><b>Entregable:</b> Redacción de parte de la memoria técnica. Fundamentos teóricos.</p>
	<p><b>Objetivo:</b> Estudio profundo de las alternativas en cada bloque funcional y elección de las más adecuadas según su adaptación para con los objetivos iniciales del proyecto.</p> <p><b>Entregable:</b> Redacción de parte de la memoria técnica. Análisis de alternativas y Descripción de la solución propuesta.</p>
<b>Tarea 3</b>	<p><b>Subtarea 3.1</b> <b>Objetivo:</b> Estudio y elección de las fuentes de energía y su conversión de potencia.</p> <p><b>Entregable:</b> Documentación de tipos de fuentes de energía y de convertidores de potencia</p>
	<p><b>Subtarea 3.2</b> <b>Objetivo:</b> Estudio y elección del tipo de baterías y su método de carga óptimo.</p> <p><b>Entregable:</b> Documentación sobre tipo de baterías y de controlador de carga.</p>
	<p><b>Subtarea 3.3</b> <b>Objetivo:</b> Estudio y elección del tipo de salida para la utilización de la carga almacenada.</p> <p><b>Entregable:</b> Selección de puerto de salida (tipo USB).</p>

---

---

**Objetivo:** Diseño y simulación de cada bloque funcional seleccionando los componentes necesarios de acuerdo a sus cálculos pertinentes.

**Entregable:** Esquemas electrónicos modelización y diseño. Simulaciones Multisim.

---

**Subtarea 4.1** **Objetivo:** Cálculos y simulación del circuito de alimentación por paneles solares, y de la fuente de alimentación lineal unida a la red eléctrica.

**Entregable:** Fuente de alimentación lineal y paneles fotovoltaicos.

---

**Subtarea 4.2** **Objetivo:** Cálculos y simulación del convertidor DC-DC tipo buck y de su sistema de control mediante un NE555 timer.

**Entregable:** Convertidor de potencia DC-DC reductor.

---

**Subtarea 4.3** **Objetivo:** Cálculos y simulación del controlador y regulador de carga DS2715 que mantiene en un estado óptimo las baterías de Ni-MH.

**Entregable:** Gestión de la carga de baterías.

---

**Subtarea 4.4** **Objetivo:** Cálculos y simulación del regulador lineal de baja caída de voltaje para su adaptación a las condiciones de uso de un puerto USB 2.0.

**Entregable:** Circuito de salida USB.

---

**Objetivo:** Construcción de los prototipos de las simulaciones en protoboard con los componentes calculados y cableado. Se requiere verificar el funcionamiento visto en las simulaciones.

**Entregable:** Circuitos electrónicos realizados en protoboard y su funcionamiento.

---

**Objetivo:** Construcción del diseño final en placas PCB

**Entregable:** Prototipado. Diseño del Layout y fabricación PCB.

---

**Subtarea 6.1** **Objetivo:** Estudio y diseño de las simulaciones transferidas al programa ULTIBOARD para la elaboración del Layout de cada circuito.

**Entregable:** Layout de los circuitos impreso en fotolitos

---

**Subtarea 6.2** **Objetivo:** Construcción de los circuitos en placas PCB.

**Entregable:** Prototipo final

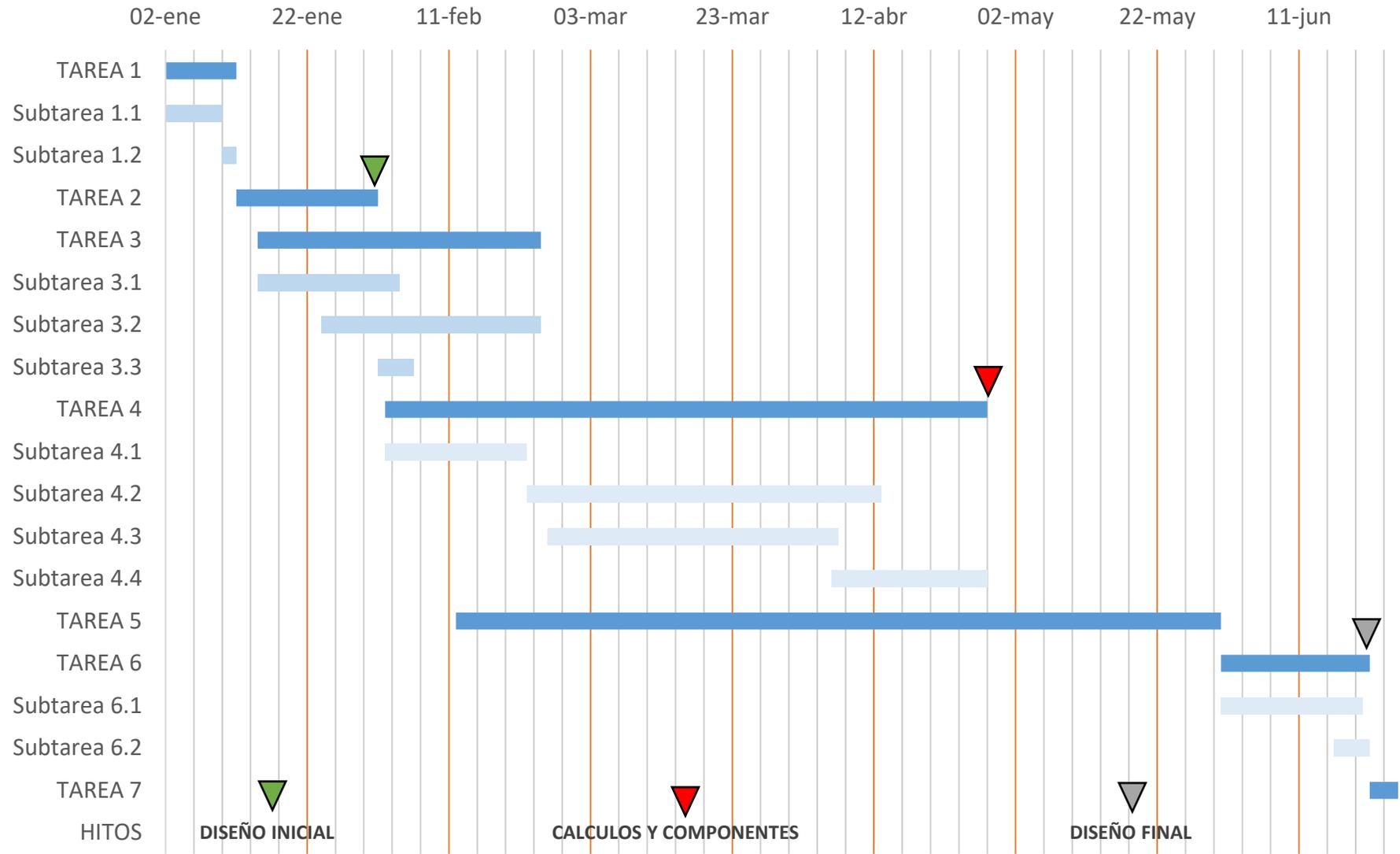
---

**Objetivo:** Elaboración del Presupuesto para la elaboración del proyecto y redactar las conclusiones alcanzadas a partir de los resultados obtenidos.

**Entregable:** Redacción de parte de la memoria técnica. Costes y conclusiones.

---

# Diagrama Gantt



## 10. ESTUDIO ECONÓMICO

En el presente documento se especifican los costes asociados a la elaboración del estudio, diseño y realización hardware del presente proyecto. Los costes, por tanto, se encuentran desglosados en los siguientes grupos:

- Mano de obra
- Licencias de software
- Material

El valor de los costes asociados a la compra del material necesario para la implementación del sistema de alimentación autónomo presente en este presupuesto coincide con el precio de venta al público suministrado por cada uno de los fabricantes. Del mismo modo, el valor de los costes de las diversas licencias de software que se especifica en este presupuesto coincide con el valor de precio de venta a usuarios particulares.

### 10.1. MANO DE OBRA

En este apartado, la mano de obra se divide en desarrollo por ingeniero junior, de supervisión por ingeniero senior y técnica atendiendo a la naturaleza de las tareas realizadas, siendo éstas el desarrollo conceptual, la dirección del desarrollo y el montaje del sistema, respectivamente. Con ello, la siguiente tabla especifica los costes asociados a la mano de obra para unas determinadas horas de trabajo.

Tabla 11. Estudio económico de la mano de obra

<b>Tipo de mano de obra</b>	<b>Concepto</b>	<b>Cantidad (horas)</b>	<b>Coste horario (€/h)</b>	<b>Coste total (€)</b>
Ingeniero junior	Estudio y diseño	600	12	7.200
	Realización técnica	200	10	2.000
Ingeniero senior	Supervisión	50	24	1.200
<b>Subtotal</b>				<b>8.600 €</b>

## 10.2. LICENCIAS DE SOFTWARE

A continuación, se muestran los costes de las diversas licencias de software empleadas durante el desarrollo del estudio

Tabla 12. Estudio económico de las licencias software

<b>Licencia de software</b>	<b>Tipo de licencia</b>	<b>Coste unitario (€/u)</b>	<b>Coste total (€)</b>
NI Multisim 14.0	Estudiante	685,00	Amortizado
NI Ultiboard 14.0	Estudiante	685,00	Amortizado
Microsoft Office 2016	Estudiante	149,00	Amortizado
<b>Subtotal</b>			<b>Amortizado</b>

## 10.3. MATERIAL

A continuación, se muestran en forma de tabla los costes asociados a la adquisición del material necesario para la elaboración del estudio, así como para la implementación de los dispositivos propuestos a lo largo de dicho estudio.

Tabla 13. Estudio económico del material de estudio y realización

<b>Material de estudio</b>	<b>Concepto</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Coste unitario (€/u)</b>	<b>Coste total (€)</b>
HP Notebook 15-da0076ns	Ordenador portátil	1	700	Amortizado
Documentos biblioteca EHU	Libros y documentación	3	0	Amortizado
DC power suply HY3003-3	Equipo laboratorio	1	110	Amortizado
TG315 Function generator	Equipo laboratorio	1	277	Amortizado
Tektronix TDS2002C	Equipo laboratorio	1	1730	Amortizado
<b>Subtotal</b>				<b>Amortizado</b>

<b>Material de realización</b>	<b>Concepto</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Coste unitario (€/u)</b>	<b>Coste total (€)</b>
L-934LGD	Diodo led verde	3	0,03	0,09
L-934LID	Diodo led rojo	1	0,03	0,03
L-934ND	Diodo led naranja	1	0,03	0,03
L-934LYD	Diodo led amarillo	2	0,03	0,06
L-934BMP	Diodo led azul	1	0,03	0,03
2KBP02M	Puente de diodos	1	0,25	0,25
LM358n	Amplificador operacional	3	0,267	0,80
1711725	Bloque terminal cable a placa	11	1,18	12,98
NUZAMAS 3,5W 6V 600mA	Panel solar	1	13,90	13,90
LM317	Regulador lineal	1	0,75	0,75
44699 12V 2.8VA	Transformador de aislamiento	1	7,73	7,73
43000096 entrada IEC C8	Conector AC	1	0,813	0,813
GOOBAY 50084	Cable AC	1	4,94	4,94
CAP 1nF	Condensador	1	0,05	0,05
CAP 100 nF	Condensador	2	0,139	0,28
CAP 0.1 uF	Condensador	2	0,16	0,32
CAP 1 uF	Condensador	1	0,20	0,20
CAP 2.2 uF	Condensador	1	0,25	0,25
CAP 4.7 uF	Condensador	1	0,25	0,25
CAP 10 uF	Condensador	1	0,30	0,30
CAP 47 uF	Condensador	1	0,43	0,43
CAP 100 uF	Condensador	1	0,56	0,56
CAP 4800 uF	Condensador	1	6,04	6,04

<b>Material de realización</b>	<b>Concepto</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Coste unitario (€/u)</b>	<b>Coste total (€)</b>
POT 5k	Potenciómetro	1	1,52	1,52
POT 1k	Potenciómetro	2	1,44	2,88
470R 1/2W	Resistencia	9	0,0025	0,0225
1k 1/2W	Resistencia	8	0,0025	0,02
100R 1/2W	Resistencia	1	0,0025	0,0025
86k 1/2W	Resistencia	1	0,0030	0,0030
10k 1/2W	Resistencia	2	0,0030	0,0060
150R 1/2W	Resistencia	1	0,0025	0,0025
100k 1/2W	Resistencia	1	0,0036	0,0036
200k 1/2W	Resistencia	1	0,0036	0,0036
220R 1/2W	Resistencia	1	0,0025	0,0025
155R 1/2W	Resistencia	1	0,0025	0,0025
0R25 Shunt	Resistencia shunt	1	0,05	0,05
B340A-13	Diodo shottky	3	0,112	0,334
1N4007	Diodo rectificador	2	0,05	0,10
US1A	Diodo rectificador	1	0,15	0,15
NTC LE100 E3103JB0	Termistor NTC	1	0,50	0,50
IRFZ24N	Mosfet de potencia	2	0,306	0,612
2N222	Transistor BJT	1	0,205	0,205
FullWatt AA2800 LR6	Baterías Ni-MH	6	4,95	Amortizado
Duracell MN11 6V	Pila alcalina	1	2,60	2.60
DS2715	CI controlador de carga de baterías Ni-MH	1	7,43	7,43
Inductor axial 50uH	Bobina	1	3,61	3,61

<b>Material de realización</b>	<b>Concepto</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Coste unitario (€/u)</b>	<b>Coste total (€)</b>
MIC29152BT	Regulador lineal LDO	1	1,61	1.61
USB-A-S-RA 3.0	Puerto USB	1	0,882	0,882
PWB revestido de cobre	Placa PCB	4	12,50	Amortizado
Fixpoint 51062	Bobina de estaño	1	9,50	Amortizado
CD-2BQE Estación JBC	Soldador	1	419,87	Amortizado
Multi Mini grinder 230v Q1K FD	Taladro	1	100	Amortizado
Vitrina de gases con Secuflow	Campana extracción	1	5.000	Amortizado
Insoladora DS0-A2	Insoladora	1	925,65	Amortizado
Bungard Revelador	Revelador químico	1	14,20	Amortizado
H <sub>2</sub> O <sub>2</sub> +HCL Proporción 1:2	Atacador rápido químico	1	12,92	Amortizado
KINYOOO broca de acero 3mm	Broca	1	0,89	Amortizado
KINYOOO broca de acero 1.2mm	Broca	1	0,89	Amortizado
KINYOOO broca de acero 0.8mm	Broca	1	0,89	Amortizado
Cable rígido 0,5mm	Bobina cable rígido	1	3,40	Amortizado
<b>Subtotal</b>				<b>69,42 €</b>

**COSTE FINAL:**

Tabla 14. Coste final de realización del proyecto

<b>Tipo de coste</b>	<b>Coste total (€)</b>
Mano de obra	8.600 €
Material necesario para el estudio del proyecto	0
Material necesario para la implementación del proyecto	69,42 €
Licencias software	0
<b>TOTAL</b>	<b>8.669,42 €</b>

## 11. CONCLUSIONES

De acuerdo a los objetivos iniciales se concluye que se ha conseguido realizar de manera satisfactoria el diseño y fabricación de un sistema de alimentación para baterías de Ni-MH utilizando los recursos disponibles.

Durante todo el proyecto se ha querido construir un dispositivo capaz de adquirir energía eléctrica para almacenarla y poder utilizarla en distintos dispositivos. Esto se ha conseguido en un prototipo pequeño que utiliza fuentes renovables de energía, baterías poco contaminantes y que aprovecha la mayor parte de la potencia adquirida gracias a la eficiencia de su diseño. Para ello se han seleccionado componentes apropiados y sus valores de acuerdo a los cálculos realizados.

En las simulaciones y construcciones de modelos reales se ha observado que un correcto conocimiento del funcionamiento de los componentes que conforman un circuito es clave para conseguir un diseño eficiente. Para ello se ha seguido un proceso metódico de estudio teórico fundamental, selección de la mejor alternativa en base a criterios específicos de operación y diseño y construcción del prototipo planteado.

A lo largo del proyecto se han trabajado aspectos directamente relacionados con la electrónica y el diseño de circuitos que no han sido impartidos a lo largo de la enseñanza del grado tales como la fabricación de tarjetas PCB.

Se observa el gran coste económico que plantea la realización de proyectos electrónicos complejos debido al material de estudio, simulación y montaje y la gran ventaja que supone poder tener herramientas de calidad a la hora de simular y construir un prototipo.

A nivel personal se han observado la cantidad de problemas que plantea un diseño electrónico eficiente que cumpla con los objetivos establecidos y la importancia del planteamiento de soluciones adecuadas a cada tipo de problema, de ahí la gran relevancia del conocimiento teórico y el diseño previo a la realización práctica.

El conocimiento adquirido sobre la carga y mantenimiento de baterías hace que se planteen cuestiones sobre la obsolescencia de los diseños hardware frente a los pequeños sistemas de programación embebidos y su gran capacidad de operación frente a los componentes discretos. Por otro lado, resulta interesante la eficacia de trabajo que se consigue con la utilización de programas como el ULTIBOARD para la realización del Layout de circuitos y su impresión en placas PCB.

## 12. BIBLIOGRAFIA

### Libros

[1] Hart, D.; Electrónica de potencia. Prentice-Hall. 2001.

### Páginas web

[2] <http://wintablet.info/2013/04/lo-que-hay-que-saber-de-las-baterias/> (10/01/2019)

[3] <https://www.areatecnologia.com/electronica/fuente-alimentacion.html> (10/02/2019)

[4] <http://sound.whsites.net/articles/555-timer.htm> (02/03/2019)

[5] <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4214> (20/04/2019)

[6] <http://todoproductividad.blogspot.com/2013/03/notas-de-aplicacion-de-los.html?m=1> (14/02/2019)

[7] [www.microchip.com/smpps](http://www.microchip.com/smpps) (15/03/2019)

### Documentación

[8] DS2715: NiMH Battery Pack Charge Controller

<https://www.maximintegrated.com/en/products/power/battery-management/DS2715.html>

[9] DS2715: NiMH Battery Pack Charge Controller.

<https://www.maximintegrated.com/en/products/power/battery-management/DS2715.html>

[10] Microchip Technology Incorporated. Buck Converter Design

[satcom.tonnarelli.com/files/smpps/SMPSBuckDesign\\_031809.pdf](http://satcom.tonnarelli.com/files/smpps/SMPSBuckDesign_031809.pdf)

[11] Regulación de Voltaje

[paginas.fisica.uson.mx/horacio.munguia/aula\\_virtual/.../Regulacion%20voltaje.pdf](http://paginas.fisica.uson.mx/horacio.munguia/aula_virtual/.../Regulacion%20voltaje.pdf)

[12] Regulación control y protección de máquinas eléctricas Universidad de Cantabria

<https://ocw.unican.es/pluginfile.php/1986/course/section/2310/convertidores.pdf>



**TRABAJO FIN DE GRADO**

2018 / 2019

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SISTEMA DE  
ALIMENTACIÓN AUXILIAR PARA  
APLICACIONES PORTÁTILES**

**ANEXO I**

**CARACTERÍSTICAS DE BATERÍAS COMERCIALES**

**DATOS DE LA ALUMNA O DEL ALUMNO**

NOMBRE: ADRIAN

APELLIDOS: ESPINOSA BILBAO

DNI: 45894559-Z

FDO.:

FECHA: BILBAO, 18 DE FEBRERO DE 2019

**DATOS DEL DIRECTOR O DE LA DIRECTORA**

NOMBRE: ALOÑA

APELLIDOS: OTAEGI AIZPEOLEA

DEPARTAMENTO: TECNOLOGIA ELECTRONICA

FDO.:

FECHA:



## INDICE DE CONTENIDO

<b>1.BATERÍAS DE PLOMO-ÁCIDO .....</b>	<b>2</b>
<b>2.BATERÍAS DE NÍQUEL-HIERRO (NI-FE) .....</b>	<b>3</b>
<b>3.BATERÍAS DE NÍQUEL-CADMIO (NI-CD).....</b>	<b>4</b>
<b>4.BATERÍAS DE NÍQUEL-HIDRURO METÁLICO (NI-MH).....</b>	<b>5</b>
<b>5.BATERÍAS DE IONES DE LITIO (LI-ION).....</b>	<b>6</b>
<b>6.BATERÍAS DE POLÍMERO DE LITIO (LIPO).....</b>	<b>7</b>
<b>7.COMPARATIVA NI-MH -- LI-ION -- NI-CD .....</b>	<b>9</b>
<b>8.REFERENCIAS.....</b>	<b>15</b>

## 1.BATERÍAS DE PLOMO-ÁCIDO

Está constituida por dos electrodos de plomo, de manera que, cuando el aparato está descargado, se encuentra en forma de sulfato de plomo ( $PbSO_4$ ) incrustado en una matriz de plomo metálico en el elemento metálico ( $Pb$ ); el electrolito es una disolución de ácido sulfúrico  $H_2SO_4$ .

### ➤ Características

Voltaje proporcionado: 2 V/elemento.

Densidad de energía: 30 Wh/kg.

Cuando varias celdas se agrupan para formar una batería comercial, reciben el nombre de vasos, que se conectan en serie para proporcionar un mayor voltaje. La tensión suministrada por una batería de este tipo se encuentra normalizada en 12 voltios y 24 voltios.

Este tipo de acumulador se sigue utilizando en muchas aplicaciones: en los automóviles (para el arranque), sistemas fotovoltaicos y en aplicaciones estacionarias como acumuladores para fuentes de alimentación ininterrumpidas para equipos médicos, informáticos, equipos de seguridad, etc.

Ventajas	Desventajas
Bajo costo	No admiten sobrecargas ni descargas profundas, viendo seriamente disminuida su vida útil.
Fácil fabricación	Altamente contaminantes.
	Baja densidad de energía: 30 Wh/kg.
	Peso excesivo, al estar compuesta principalmente de plomo; por esta razón su uso en automóviles eléctricos se considera poco lógico por los técnicos electrónicos con experiencia. Su uso se restringe por esta razón

## 2.BATERÍAS DE NÍQUEL-HIERRO (NI-FE)

En el diseño original de Edison el cátodo estaba compuesto por hileras de finos tubos formados por laminas enrolladas de acero niquelado, estos tubos están rellenos de hidróxido de níquel u oxi-hidróxido de níquel (NiOOH). El ánodo se componía de cajas perforadas delgadas de acero niquelado que contienen polvo de óxido ferroso (FeO). El electrólito es alcalino.

### ➤ Características:

Voltaje proporcionado: 1,2 ~ 1,4 V

Densidad de energía: 40 Wh/kg

Energía/volumen: 30 Wh/l

Potencia/peso: 100 W/kg

Los electrodos no se disuelven en el electrolito, las reacciones de carga/descarga son completamente reversibles y la formación de cristales de hierro preserva los electrodos por lo cual no se produce efecto memoria lo que confiere a esta batería gran duración. A diferencia de la mayoría de las baterías, la duración de la descarga de la batería NO afecta la vida útil de las baterías de Ni-Fe. Por esta razón se puede descargar una batería de níquel hierro hasta un 80% diariamente y aun así obtener más de 30 años de vida útil.

Ventajas	Desventajas
Fácil fabricación	Solo posee una eficiencia del 65 %
Admite sobrecargas, repetidas descargas totales e incluso cortocircuitos sin pérdida significativa de capacidad.	Alto costo de producción
No es contaminante, no contiene metales pesados y el electrolito diluido se puede usar en aplicaciones agrícolas.	
Muy larga vida útil, algunos fabricantes hablan de más de 100 años de esperanza de vida en los electrodos y 1000 ciclos de descarga 100 % en el electrolito.	
Compuesta de elementos abundantes en la corteza de la tierra	
Funciona en un mayor rango de temperaturas, entre -40 °C y 46 °C	

### 3.BATERÍAS DE NÍQUEL-CADMIO (NI-CD)

Utilizan un cátodo de hidróxido de níquel y un ánodo de un compuesto de cadmio. El electrolito es de hidróxido de potasio. Esta configuración de materiales permite recargar la batería una vez está agotada, para su reutilización. Sin embargo, su densidad de energía es de tan sólo 50 Wh/kg, lo que hace que tengan poca capacidad.

➤ **Características:**

Voltaje proporcionado: 1,2 V

Densidad de energía: 50 Wh/kg

Capacidad usual: 0,5 a 1,0 A (en pilas tipo AA)

Efecto memoria: muy alto

tablaX

Ventajas	Desventajas
Admiten un gran rango de temperaturas de funcionamiento.	Efecto memoria muy alto.
Admiten sobrecargas, se pueden seguir cargando cuando ya no admiten más carga, aunque no la almacena.	Densidad de energía baja.
Elevada vida útil. Muchos ciclos de carga y descarga	El cadmio es muy contaminante

#### 4.BATERÍAS DE NÍQUEL-HIDRURO METÁLICO (NI-MH)

Utilizan un ánodo de hidróxido de níquel y un cátodo de una aleación de hidruro metálico. La tecnología Ni-MH se utiliza ampliamente en baterías recargables para electrónica de consumo, donde resultan muy útiles porque sus electrodos se pueden soldar sin problemas

➤ **Características:**

Voltaje proporcionado: 1,2 V

Densidad de energía: 80 Wh/kg

Capacidad usual: 0,5 a 2,8 A (en pilas tipo AA)

Efecto memoria: bajo

tablaX

Ventajas	Desventajas
Este tipo de baterías se encuentran menos afectadas por el llamado efecto memoria.	No admiten bien el frío extremo, reduciendo drásticamente la potencia eficaz que puede entregar.
Bajo coste	Alta tasa de auto descarga
Gran capacidad y rendimiento	
Admiten carga rápida	

## 5.BATERÍAS DE IONES DE LITIO (LI-ION)

Las baterías de iones de litio (Li-ion) utilizan un ánodo de grafito y un cátodo de óxido de cobalto, trifilina (LiFePO<sub>4</sub>) u óxido de manganeso. Su desarrollo es más reciente, y permite llegar a altas densidades de capacidad. No admiten descargas y sufren mucho cuando éstas suceden; por lo que suelen llevar acoplada circuitería adicional para conocer el estado de la batería, y evitar así tanto la carga excesiva como la descarga completa.

### ➤ Características:

Voltaje proporcionado:

A plena carga: entre 4,2 V y 4,3 V dependiendo del fabricante.

A carga nominal: entre 3,6 V y 3,7 V dependiendo del fabricante.

A baja carga: entre 2,65 V y 2,75 V dependiendo del fabricante.

Densidad de energía: 115 Wh/kg

Capacidad usual: 1,5 a 2,8 A (en pilas tipo AA)

Efecto memoria muy bajo

Las propiedades de las baterías de Li-ion, como la ligereza de sus componentes, su elevada capacidad energética y resistencia a la descarga, junto con el poco efecto memoria que sufren o su capacidad para funcionar con un elevado número de ciclos de regeneración, han permitido diseñar acumuladores ligeros, de pequeño tamaño y variadas formas, con un alto rendimiento, especialmente adaptados a las aplicaciones de la industria electrónica de gran consumo

tablaX

Ventajas	Desventajas
Apenas sufren el efecto memoria y pueden cargarse sin necesidad de estar descargadas completamente, sin reducción de su vida útil.	No admiten bien los cambios de temperatura.
Altas densidades de energía: Cada batería proporciona 3.7v	No admiten descargas completas y sufren mucho cuando estas suceden.
Eficiencia en carga/descarga del 90%	Duración media de 500 ciclos.
Alto voltaje por célula	Tienen una vida útil de unos 2-3 años
Descarga lineal: Durante toda la descarga, el voltaje de la batería varía muy poco, así es muy fácil saber la carga que almacena la batería.	Mala capacidad de trabajo en frío
Tasa de auto descarga muy baja.	No admiten carga rápida

## 6.BATERÍAS DE POLÍMERO DE LITIO (LIPO)

Son una variación de las baterías de iones de litio (Li-ion). Estas baterías tienen un tamaño más reducido. Cada celda tiene un voltaje nominal de 3,7 V, voltaje máximo 4,2 V y mínimo 3,0 V. Este último debe respetarse rigurosamente ya que la pila se daña irreparablemente a voltajes menores a 3 voltios.

Las baterías LiPo funcionan siguiendo el mismo principio que las baterías de iones de litio, el intercambio de electrones entre el material del electrodo negativo y el material del electrodo positivo mediante un medio conductor. Para evitar que los electrodos se toquen directamente, se coloca entre ellos un material con poros microscópicos que permite tan sólo los iones (y no las partículas de los electrodos) migren de un electrodo a otro.

➤ **Características:**

Las baterías LiPo se venden generalmente de 1S a 4S lo que significa:

Li-PO 1S: una celda, 3,7 V.

Li-PO 2S: dos celdas, 7,4 V.

Li-PO 3S: tres celdas, 11,1 V.

Li-PO 4S: cuatro celdas, 14,8 V.

Las baterías de polímero de litio son muy ligeras y potentes. Por eso son el tipo de batería ideal para usarlas en aviación. Sin embargo, son caras y requieren de un gran mantenimiento

Su tamaño y peso las hace muy útiles para equipos pequeños que requieran potencia y duración, como manos libres bluetooth.

La vida de una batería se suele medir por ciclos de carga. Las baterías LiPo pueden aguantar algo más de 300 ciclos de carga. Sin embargo, si se cuida bien de ella, se puede reducir su vida útil hasta tan solo 50 ciclos

tablaX

<b>Ventajas</b>	<b>Desventajas</b>
Mayor densidad de carga, por tanto tamaño reducido.	Quedan casi inutilizadas si se descargan por debajo del mínimo de 3 voltios.
Buena tasa de descarga, bastante superior a las de iones de litio.	No admiten carga rápida.
Debido a su escasa resistencia interna tiene una eficiencia del 99%	No toleran cortocircuitos, sobrecargas o excesiva temperatura. El riesgo de que arduando se están cargado es bastante alto.
Alto voltaje por célula, por lo que pueden obtenerse voltajes altos sin ocupar volúmenes exagerados.	Se necesita un cargador específico.

## 7. COMPARATIVA NI-MH -- LI-ION -- NI-CD

**Tiempos de carga.** Las baterías de Li-ion permiten una carga mucho más rápida respecto a las Ni-Cd y las Ni-MH. Los últimos tipos de cargadores permiten cargar una batería completa en un mínimo de 30 minutos y un máximo de 3 horas. En cambio, los otros modelos pueden tardar hasta 8 horas.

### *-Carga rápida:*

Todas las baterías de níquel admiten carga rápida, a corrientes superiores a 0,1C pero deben seguirse las precauciones indicadas por el fabricante. En general, se pueden cargar entre 2 y 5 veces más rápido que la carga normal siempre y cuando la temperatura sea mayor que 20°C e inferior a 45°C. La carga rápida debe hacerse con un cargador inteligente o con temporizador y sensor de temperatura que detengan la carga rápida de forma automática o la reduzcan a valores seguros. Esta carga rápida acorta la vida útil de las baterías. Las baterías de Li-ion no disponen de este método de carga rápida debido a su elevado riesgo cuando se trabaja con ellas a elevadas temperaturas.

**Tasa de auto descarga.** Al guardar una batería, ésta se descarga progresivamente, aunque no se use. En las baterías de Li-ion la pérdida es mínima, lo que permite usar una herramienta, guardarla durante un mes y que la batería siga casi con la misma carga. Los otros dos tipos tienen una descarga mucho más rápida. En el caso de las baterías de Ni-MH, esta "auto descarga" puede suponer un 20% mensual. En el caso de Li-Ion es de solo un 6% en el mismo periodo.

Las baterías Ni-MH pueden ofrecer un mejor rendimiento, pero también tienen casi el doble de la tasa de auto descarga que las baterías Ni-Cd. Esto significa que las Ni-MH pueden perder su carga en un dispositivo electrónico mucho más rápido, por lo general requiriendo la carga la noche antes de cada uso.

*-Variante de las Ni-MH (LSD Ni-MH):* Una variante híbrida de la batería de níquel-metal hidruro con baja auto descarga (LSD Ni-MH) fue introducida en el mercado en el año 2005. Presenta una tasa de auto descarga significativamente menor que la versión Ni-MH convencional, de manera que se mantiene cargada cuando no está en uso. Esto se logra mediante la mejora en el separador de electrodos y un electrodo positivo optimizado, lo que permite que la batería retenga el 70%-85% de su capacidad, de acuerdo a los fabricantes de este tipo de pilas, durante un año a 20 °C, comparado con el 50% de las baterías Ni-MH convencionales.

Por lo demás, su diseño es muy parecido a otras baterías de Ni-MH, lo que permite que pueda ser cargada con el mismo tipo de cargador. Estas baterías se denominan «híbridas». La retención de la carga depende en gran medida de la impedancia (resistencia interna) de la batería, del tamaño de la batería y también de su capacidad de carga.

**Efecto memoria.** Es un fenómeno que reduce la capacidad de las baterías con cargas incompletas. Dicho fenómeno se produce cuando se carga una batería sin haber sido descargada del todo previamente: se crean unos cristales en el interior de estas baterías, a causa de una reacción química al calentarse la batería, bien por uso o por las malas cargas. Para prevenirlo no hace falta esperar a descargar totalmente la batería antes de realizar una carga; basta con que una de cada pocas cargas sea completa.

Las baterías Ni-MH y las Li-ion no tienen efecto memoria, lo que permite ponerla a cargar sin que estén agotadas al 100% y que las cargas siempre sean completas.

El efecto memoria sucede fundamentalmente con un tipo específico de baterías Ni-Cd. En la actualidad cualquier dispositivo electrónico moderno utiliza baterías de Li-Ion o de Ni-MH (solo usan baterías de Ni-Cd algunos teléfonos inalámbricos). Este efecto sólo ocurre cuando se descarga la batería una y otra vez hasta el mismo nivel y se vuelve a recargar sin sobrecarga.

Por ejemplo, si se tiene una batería al 30% y se pone a cargar en varias ocasiones, la batería solo cargará hasta el 70%. Nunca llegará al 100% porque la máquina entiende que ese 30% equivale a que la batería se ha agotado del todo. Sucederá así hasta que la batería pierda toda la carga. Los cargadores de baterías Ni-Cd no hacen sufrir este efecto a las baterías porque siempre las sobrecargan un poco: cuando una batería empieza a sobrecargarse hay una pequeña caída en el voltaje de salida, esta caída es lo que usan los cargadores para comprobar que la carga ha finalizado.

La manera de evitar el efecto memoria es completar un ciclo completamente (completamente carga y completamente descarga) de la batería por lo menos una vez cada dos a tres semanas.

**Número de cargas.** Esto se especifica en ciclos de vida (1 ciclo = 1 carga y descarga). Todas las baterías de Li-ion y Ni-MH tienen un número limitado de cargas, aproximadamente entre 300 y 1.000 ciclos. Las que permiten un mayor número de cargas son las de Ni-Cd que oscilan entre 1000 y 1500 ciclos de vida.

**Capacidad:** Los mAh significan miliamperios por hora. Es un concepto que nos indica la capacidad de la batería de proporcionar corriente eléctrica en un lapso determinado.

Por ejemplo, una batería de 1200 mAh mantendrá funcionando un dispositivo electrónico un 50% más de tiempo que una batería de 800 mAh, manteniendo las mismas condiciones de consumo. Entonces a mayor cantidad de mAh, mayor tiempo de uso de un dispositivo electrónico. Es importante aclarar que para un mismo tamaño de batería se tiene prácticamente la misma cantidad de mAh.

En algunas ocasiones los fabricantes indican los mAh con la letra. Una batería que tiene una C=1000 quiere decir que puede suministrar una corriente de 1.000 mA durante una hora (500 mA durante 2 horas, 125 mA durante 4 horas, etc.)

Las baterías, frecuentemente emplean indicaciones de carga y descarga máximas referidas a una unidad C, inicialmente compleja de entender.

#### *Tasa de carga:*

Empezando por las C de carga, indicado en pequeño, habitualmente de 1C a 5C. Puede incluso no mencionarse, con lo que se asume 1C. Cuando una batería se carga a la máxima intensidad aceptada por el fabricante, tarda un tiempo determinado

Tomando el tiempo de carga a máxima intensidad, dependiendo del tiempo que haya tardado en cargarse sabremos su C. Una batería 1C, carga una batería por hora (1/h) y una batería 2C, carga 2 baterías por hora (2/h).

En definitiva, se puede interpretar las C como la cantidad de baterías que idealmente cargaríamos en una hora.

Para una batería de 2.200 mAh y carga 1C, por ejemplo, se podría cargar a 2,2 A y haría una carga completa en una hora. Una batería 1.000mAh que acepte cargarse hasta 2C, podría cargarse a 2 A, lo que idealmente la cargaría en media hora.

mAh	0,1C	0,5C	1C	2C	3C	5C
5000	0,50A	2,50A	5,0A	10A	15A	25,0A
2800	0,28A	1,40A	2,8A	5,6A	8,4A	14,0A
2500	0,25A	1,25A	2,5A	5,0A	7,5A	12,5A
2200	0,22A	1,10A	2,2A	4,4A	6,6A	11,0A
2000	0,20A	1,00A	2,0A	4,0A	6,0A	10,0A
1500	0,15A	0,75A	1,5A	3,0A	4,5A	7,5A
1000	0,10A	0,50A	1,0A	2,0A	3,0A	5,0A
500	0,05A	0,25A	0,5A	1,0A	1,5A	2,5A
250	0,025A	0,125A	0,25A	0,50A	0,75A	1,25A
200	0,020A	0,100A	0,20A	0,40A	0,60A	1,00A
150	0,015A	0,075A	0,15A	0,30A	0,45A	0,75A
100	0,010A	0,050A	0,10A	0,20A	0,30A	0,50A

#### *Tasa de descarga:*

Del mismo modo que sucede con las C de carga, existe en las baterías una indicación (o dos) de la tasa máxima de descarga, y esta es la que suele figurar en grande, también expresada en C. Si figuran dos, por ejemplo 30-40C significa que tolera 30C de forma constante y 40C de forma puntual.

La elección de las C de descarga de una batería debe hacerse en función del consumo máximo previsto y preferentemente agregando un margen del 50% o 100% adicional para una mayor longevidad de la batería. Hay que observar que al tratarse de una elección basada en la intensidad que requiere el modelo, tiene el mismo efecto elegir una batería con más C de descarga que una con mayor capacidad (mAh), dado que ambos parámetros aumentan la corriente que puede entregar.

mAh	10C	15C	20C	25C	30C	40C	50C	60C
5000	50A	75A	100A	125A	150A	200A	250A	300A
2800	28A	42A	56A	70A	84A	112A	140A	168A
2500	25A	37,5A	50A	62,5A	75A	100A	125A	150A
2200	22A	33A	44A	55A	66A	88A	110A	132A
2000	20A	30A	40A	50A	60A	80A	100A	120A
1500	15A	22,5A	30A	37,5A	45A	60A	75A	90A
1000	10A	15A	20A	25A	30A	40A	50A	60A
500	5A	7,5A	10A	12,5A	15A	20A	25A	30A
250	2,5A	3,75A	5,0A	6,25A	7,5A	10A	12,5A	15A
200	2,0A	3,00A	4,0A	5,00A	6,0A	8,0A	10A	12A
150	1,5A	2,25A	3,0A	3,75A	4,5A	6,0A	7,5A	9,0A
100	1,0A	1,50A	2,0A	2,50A	3,0A	4,0A	5,0A	6,0A

Capacidad comparativa de Ni-Cd y Ni-MH:

Una batería de celda «AA\*» de Ni-Cd tiene una capacidad de 700 mAh, mientras que una celda Ni-MH del mismo tamaño puede almacenar hasta 1400 mAh. Esto es un aumento del 100% de la capacidad, aunque el déficit de las celdas de «AAA\*» es aún mayor; una batería con celda «AAA» de Ni-Cd puede tener una capacidad de hasta 200 mAh, mientras que una «AAA» de Ni-MH puede almacenar hasta 550 mAh.

#### COMPARACIÓN DE CAPACIDAD

Tipo de célula	Capacidad de NiCd mAh	Capacidad de NiMh mAh	Cambio de capacidad
Automóvil club británico	700	1,400	+ 100%
AAA	200	550	+ 175%

*\*Tipos de pila que se encuentran estandarizados y normalizados*

El Litio sin embargo posee una elevada densidad de energía, esto quiere decir que acumulan mucha mayor carga por unidad de volumen.

**Primera carga.** En las baterías de Ni-Cd y Ni-MH es necesario hacer una carga completa aproximadamente de 8 horas hasta su uso. A causa del efecto de las diferentes temperaturas y periodos de almacenamiento no es posible conocer el estado de una batería de níquel cuando se compra. Por ello es recomendable cargarlas antes de utilizarlas la primera vez.

Las Li-ion se pueden usar desde el inicio o sin tener que realizar una carga 100% las primeras veces.

**Peso y tamaño.** Las baterías de litio son más ligeras y compactas respecto a los otros dos tipos.

**Pérdida de fuerza.** Cuando las baterías Ni-Cd o Ni-MH empiezan a descargarse pierden fuerza progresivamente, mientras que las de Li-ion mantienen toda su fuerza hasta la descarga total de la batería.

*-Voltaje nominal:*

Li-ion: 3,7v

Ni-MH: 1,25v

Ni-Cd: 1,25 v

**Temperatura.** Las baterías de Li-ion son más delicadas, ya que un calor extremo puede deteriorar la batería y, a temperaturas bajas, puede verse reducida su capacidad un 15%. Para controlar estos inconvenientes, algunos fabricantes incorporan dispositivos para el control de las baterías que evitan estos fallos. Las baterías Ni-Cd y Ni-MH son más resistentes a los cambios de temperatura siendo los elementos de Ni-Mh más sensible al calor: un sobrecalentamiento puede producir gases internos y sobrepresiones que dan lugar a escapes de electrolito y pérdidas de estanqueidad, reduciendo la vida útil de las celdas.

**Precio.** Las baterías de mayor precio son las de Li-ion, seguidas de las de Ni-MH y, por último, las de Ni-Cd.

**Mantenimiento.** Para guardar las baterías durante un largo periodo, lo mejor es que estén a media carga aproximadamente. Hay que tener cuidado, ya que las baterías de Ni-Cd y las Ni-MH se descargan a un mayor ritmo y, por ello, es importante dejarlas con media carga para evitar la sulfatación de las baterías, algo que conlleva que se averíen. Se han de preservar en lugares secos.

➤ Cuidados Especiales para las Baterías de Ni-Cd:

Las Ni-Cd se pueden almacenar en cualquier estado de carga a una temperatura entre  $-40^{\circ}\text{C}$  y  $+50^{\circ}\text{C}$ . Las baterías parcial o totalmente cargadas pierden gradualmente su carga. Esta descarga es mayor cuanto mayor es la temperatura.

Precauciones para una larga vida útil:

Una Ni-Cd puede tener una vida de hasta 1000 ciclos. Según aumentan el número de cargas disminuye su capacidad. Una Ni-Cd ha dejado de ser útil cuando su capacidad baja al 70% de la nominal.

Si se quiere mantener una Ni-Cd siempre en su carga máxima y se descarga completamente con regularidad es posible dejarla en carga continua a una corriente inferior a 0,1C. En cambio, si la batería va a descargarse solo muy rara vez se recomienda que una vez cargada se reduzca la corriente de carga a un valor muy pequeño denominado «corriente de goteo»

➤ Cuidados Especiales para las Baterías de Li-Ion:

Estas baterías no tienen efecto memoria, y por ello no hace falta descargarlas por completo. De hecho, no es recomendable, dado que puede acortar mucho su vida útil.

Sin embargo, y a pesar de no requerir de un mantenimiento especial, al igual que las otras baterías, necesitan ciertos cuidados:

Es recomendable que permanezcan en un sitio fresco ( $15^{\circ}\text{C}$ ), y evitar el calor excesivo.

Cuando se vayan a almacenar durante mucho tiempo, se recomienda dejarlas con una carga intermedia.

La primera carga no es decisiva en cuanto a su duración

Es preciso cargarlas con un cargador específico para esta tecnología. Usar un cargador inadecuado dañará la batería y puede hacer que se incendie.

## 8. REFERENCIAS

[1] [Maxell Canada: NiMH vs. NiCd](#) (25/01/2019).

[2] [ServoCity: NiCd vs. NiMH Batteries \(Las baterías NiCd vs. NiMH\)](#) (25/01/2019).



**TRABAJO FIN DE GRADO**

2018 / 2019

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SISTEMA DE  
ALIMENTACIÓN AUXILIAR PARA  
APLICACIONES PORTÁTILES**

**ANEXO II**

**DATASHEET NE555-DS2715-LM317-MIC29152**

**DATOS DE LA ALUMNA O DEL ALUMNO**

NOMBRE: ADRIAN

APELLIDOS: ESPINOSA BILBAO

DNI: 45894559-Z

FDO.:

FECHA: BILBAO, 18 DE FEBRERO DE 2019

**DATOS DEL DIRECTOR O DE LA DIRECTORA**

NOMBRE: ALOÑA

APELLIDOS: OTAEGI AIZPEOLEA

DEPARTAMENTO: TECNOLOGIA ELECTRONICA

FDO.:

FECHA:



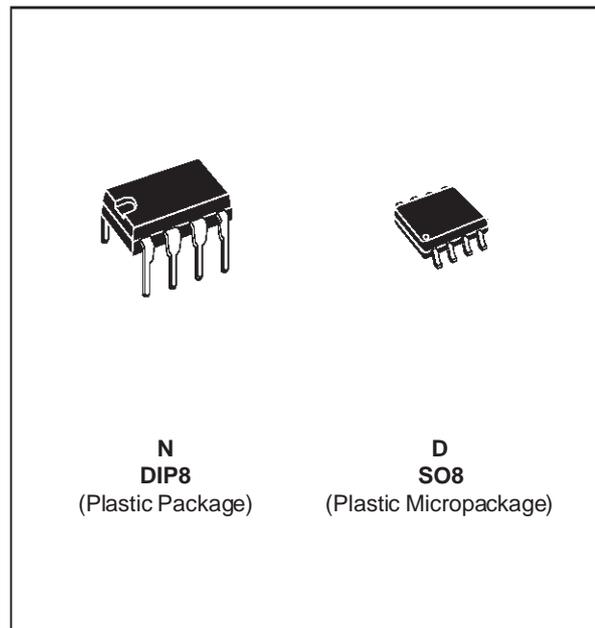
# NE555 SA555 - SE555

## GENERAL PURPOSE SINGLE BIPOLAR TIMERS

- LOW TURN OFF TIME
- MAXIMUM OPERATING FREQUENCY GREATER THAN 500kHz
- TIMING FROM MICROSECONDS TO HOURS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE AND MONOSTABLE MODES
- HIGH OUTPUT CURRENT CAN SOURCE OR SINK 200mA
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- TTL COMPATIBLE
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER°C

### DESCRIPTION

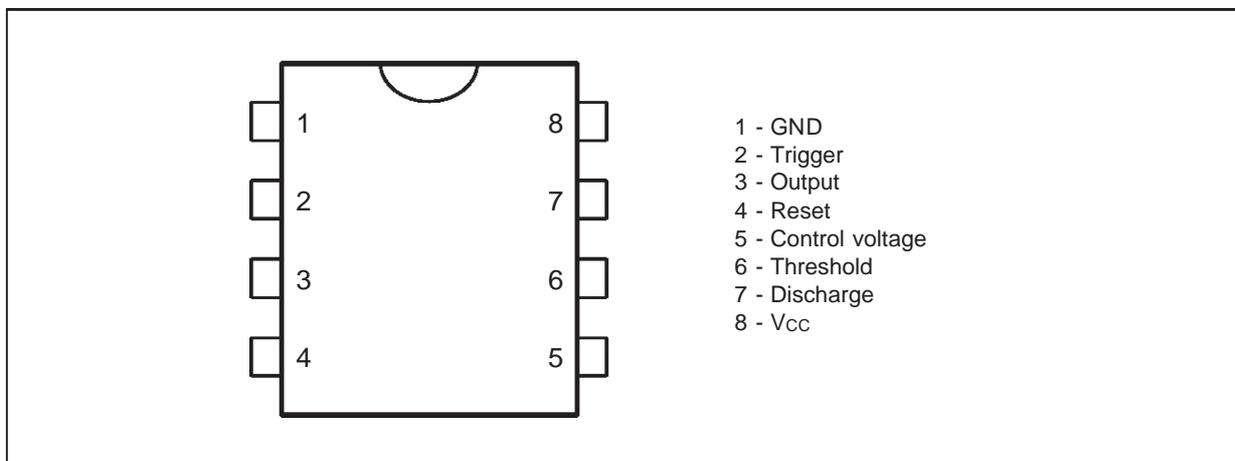
The NE555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA. The NE555 is available in plastic and ceramic minidip package and in a 8-lead micropackage and in metal can package version.



### ORDER CODES

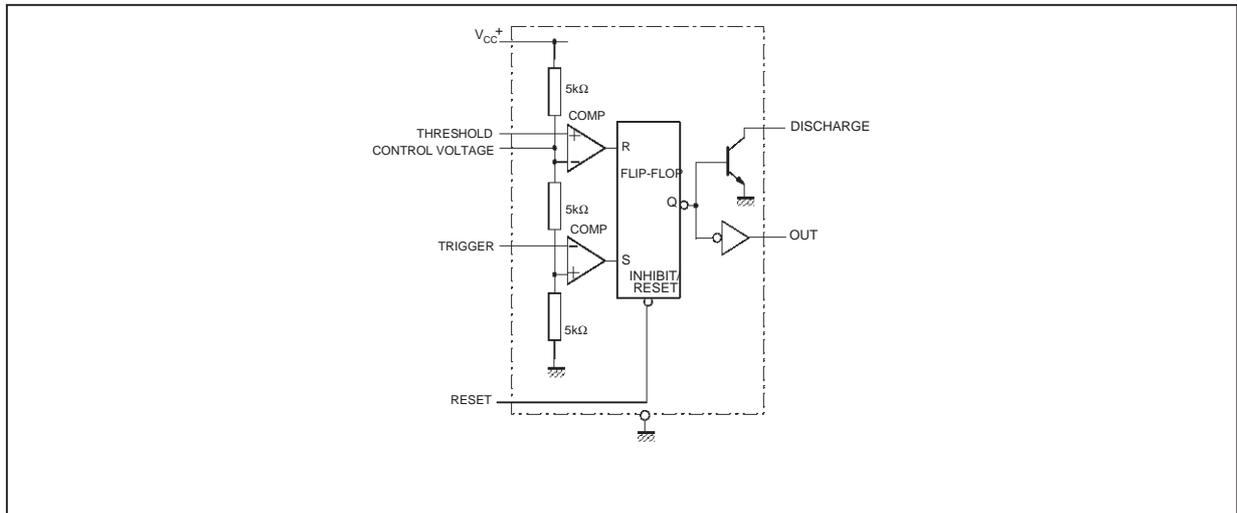
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
NE555	0°C, 70°C	•	•
SA555	-40°C, 105°C	•	•
SE555	-55°C, 125°C	•	•

### PIN CONNECTIONS (top view)

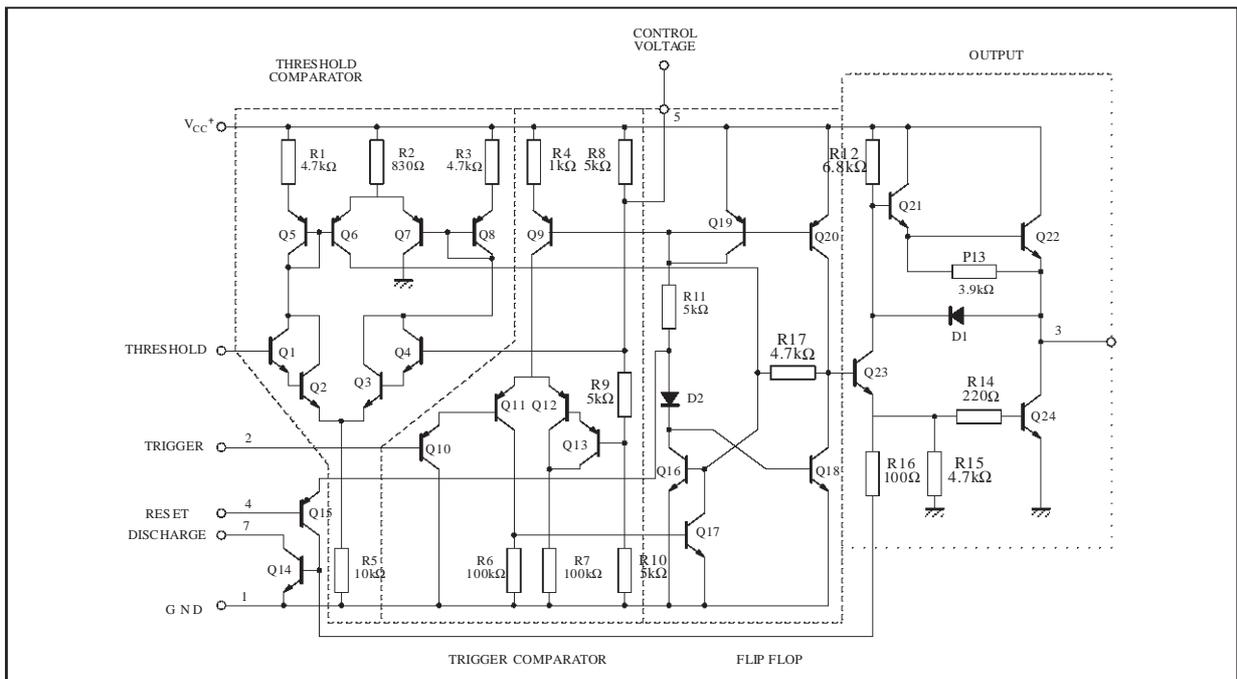


# NE555/SA555/SE555

## BLOCK DIAGRAM



## SCHEMATIC DIAGRAM



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
$V_{CC}$	Supply Voltage	18	V	
$T_{oper}$	Operating Free Air Temperature Range	for NE555 for SA555 for SE555	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	°C
$T_j$	Junction Temperature	150	°C	
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C	

## OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	SE555	NE555 - SA555	Unit
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.5 to 18	4.5 to 18	V
$V_{th}$ , $V_{trig}$ , $V_{cl}$ , $V_{reset}$	Maximum Input Voltage	$V_{CC}$	$V_{CC}$	V

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{CC} = +5\text{V}$  to  $+15\text{V}$  (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	SE555			NE555 - SA555			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$I_{CC}$	Supply Current ( $R_L = \infty$ ) (- note 1)							mA
	Low State $V_{CC} = +5\text{V}$		3	5		3	6	
	High State $V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$		10 2	12		10 2	15	
	Timing Error (monostable) ( $R_A = 2\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$ , $C = 0.1\mu\text{F}$ ) Initial Accuracy - (note 2) Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		0.5 30 0.05	2 100 0.2		1 50 0.1	3 3 0.5	% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
	Timing Error (astable) ( $R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ , $C = 0.1\mu\text{F}$ , $V_{CC} = +15\text{V}$ ) Initial Accuracy - (note 2) Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		1.5 90 0.15			2.25 150 0.3		% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
$V_{CL}$	Control Voltage level							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = +5\text{V}$	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	
$V_{th}$	Threshold Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = +5\text{V}$	9.4 2.7	10 3.33	10.6 4	8.8 2.4	10 3.33	11.2 4.2	
$I_{th}$	Threshold Current - (note 3)		0.1	0.25		0.1	0.25	$\mu\text{A}$
$V_{trig}$	Trigger Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = +5\text{V}$	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5 1.67	5.6 2.2	
$I_{trig}$	Trigger Current ( $V_{trig} = 0\text{V}$ )		0.5	0.9		0.5	2.0	$\mu\text{A}$
$V_{reset}$	Reset Voltage - (note 4)	0.4	0.7	1	0.4	0.7	1	V
$I_{reset}$	Reset Current							mA
	$V_{reset} = +0.4\text{V}$ $V_{reset} = 0\text{V}$		0.1 0.4	0.4 1		0.1 0.4	0.4 1.5	
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ , $I_{O(sink)} = 10\text{mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	
	$I_{O(sink)} = 50\text{mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	
	$I_{O(sink)} = 100\text{mA}$		2	2.2		2	2.5	
	$I_{O(sink)} = 200\text{mA}$		2.5			2.5		
	$V_{CC} = +5\text{V}$ , $I_{O(sink)} = 8\text{mA}$ $I_{O(sink)} = 5\text{mA}$		0.1 0.05	0.25 0.2		0.3 0.25	0.4 0.35	
$V_{OH}$	High Level Output Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ , $I_{O(source)} = 200\text{mA}$		13	12.5		12.5		
	$I_{O(source)} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = +5\text{V}$ , $I_{O(source)} = 100\text{mA}$		3	3.3		3.3		

- Notes :**
- Supply current when output is high is typically 1mA less.
  - Tested at  $V_{CC} = +5\text{V}$  and  $V_{CC} = +15\text{V}$ .
  - This will determine the maximum value of  $R_A + R_B$  for +15V operation the max total is  $R = 20\text{M}\Omega$  and for 5V operation the max total  $R = 3.5\text{M}\Omega$ .

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	SE555			NE555 - SA555			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$I_{dis(off)}$	Discharge Pin Leakage Current (output high) ( $V_{dis} = 10V$ )		20	100		20	100	nA
$V_{dis(sat)}$	Discharge pin Saturation Voltage (output low) - (note 5) $V_{CC} = +15V, I_{dis} = 15mA$ $V_{CC} = +5V, I_{dis} = 4.5mA$		180 80	480 200		180 80	480 200	mV
$t_r$ $t_f$	Output Rise Time Output Fall Time		100 100	200 200		100 100	300 300	ns
$t_{off}$	Turn off Time - (note 6) ( $V_{reset} = V_{CC}$ )		0.5			0.5		$\mu s$

Notes : 5. No protection against excessive Pin 7 current is necessary, providing the package dissipation rating will not be exceeded.  
6. Time measured from a positive going input pulse from 0 to  $0.8 \times V_{CC}$  into the threshold to the drop from high to low of the output trigger is tied to treshold.

Figure 1 : Minimum Pulse Width Required for Tringering

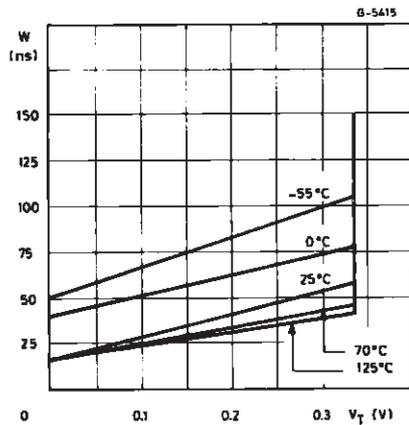


Figure 2 : Supply Current versus Supply Voltage

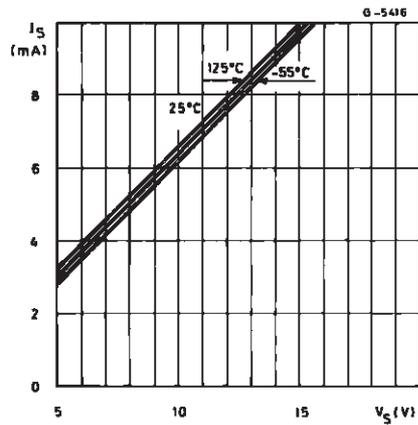


Figure 3 : Delay Time versus Temperature

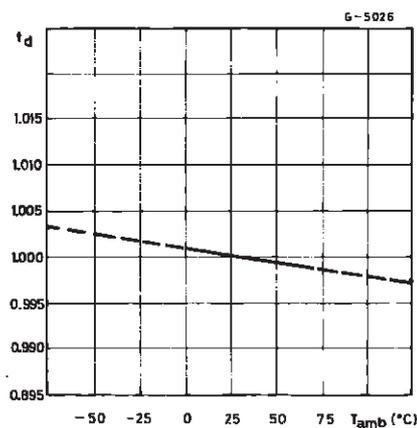
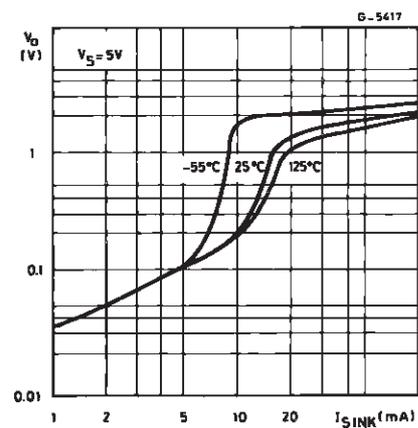
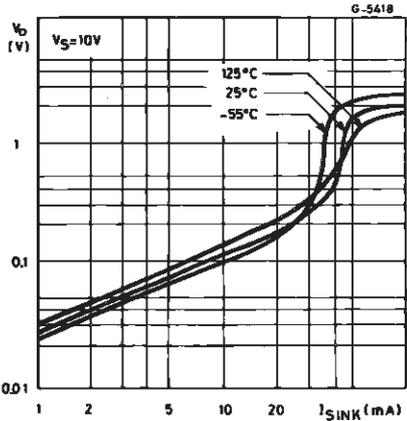


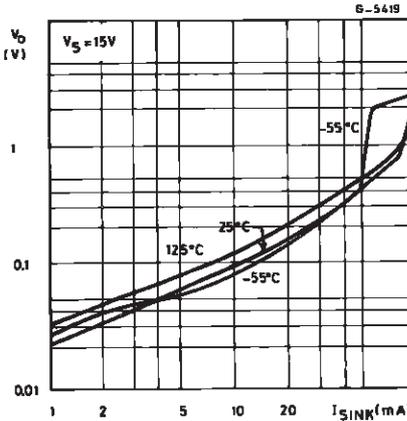
Figure 4 : Low Output Voltage versus Output Sink Current



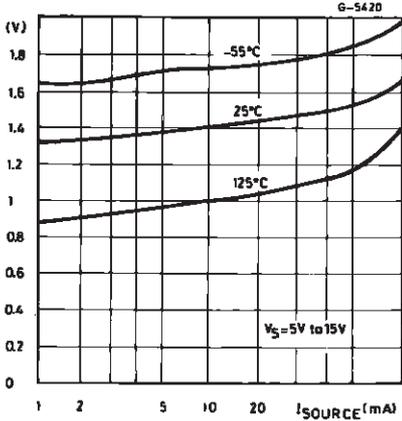
**Figure 5 :** Low Output Voltage versus Output Sink Current



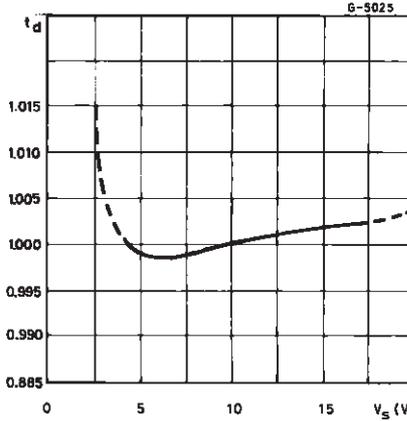
**Figure 6 :** Low Output Voltage versus Output Sink Current



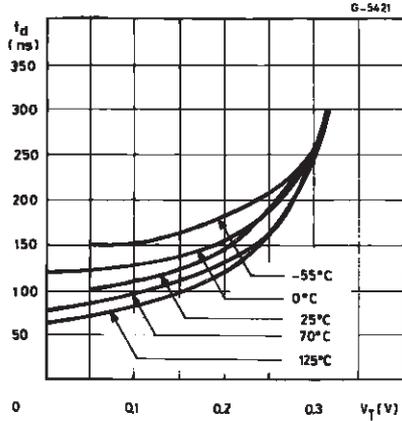
**Figure 7 :** High Output Voltage Drop versus Output



**Figure 8 :** Delay Time versus Supply Voltage



**Figure 9 :** Propagation Delay versus Voltage Level of Trigger Value

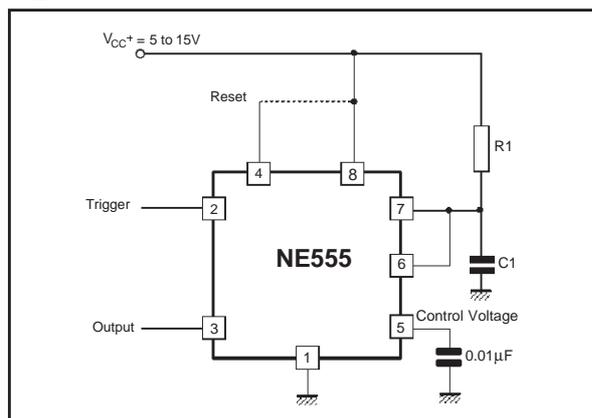


APPLICATION INFORMATION

MONOSTABLE OPERATION

In the monostable mode, the timer functions as a one-shot. Referring to figure 10 the external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer.

Figure 10



The circuit triggers on a negative-going input signal when the level reaches  $1/3 V_{cc}$ . Once triggered, the circuit remains in this state until the set time has elapsed, even if it is triggered again during this interval. The duration of the output HIGH state is given by  $t = 1.1 R_1 C_1$  and is easily determined by figure 12.

Notice that since the charge rate and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply. Applying a negative pulse simultaneously to the reset terminal (pin 4) and the trigger terminal (pin 2) during the timing cycle discharges the external capacitor and causes the cycle to start over. The timing cycle now starts on the positive edge of the reset pulse. During the time the reset pulse is applied, the output is driven to its LOW state.

When a negative trigger pulse is applied to pin 2, the flip-flop is set, releasing the short circuit across the external capacitor and driving the output HIGH. The voltage across the capacitor increases exponentially with the time constant  $\tau = R_1 C_1$ . When the voltage across the capacitor equals  $2/3 V_{cc}$ , the comparator resets the flip-flop which then discharge the capacitor rapidly and drives the output to its LOW state.

Figure 11 shows the actual waveforms generated in this mode of operation.

When Reset is not used, it should be tied high to avoid any possibly or false triggering.

Figure 11

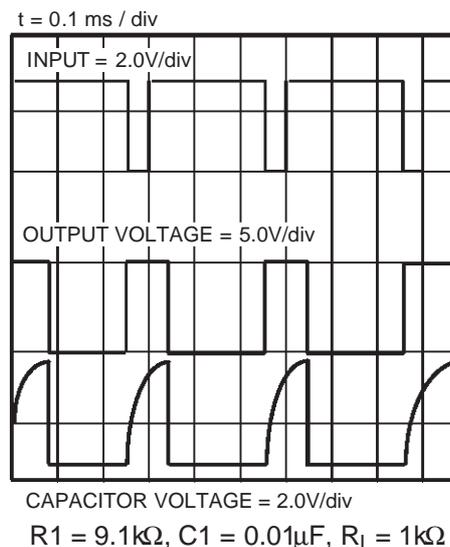
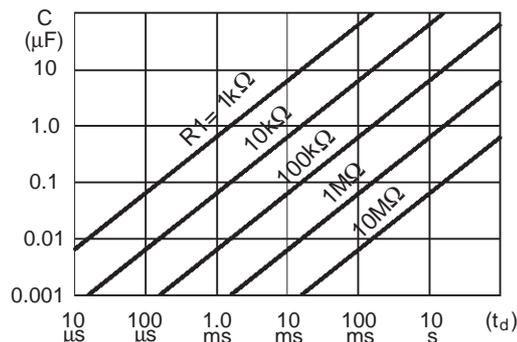


Figure 12



ASTABLE OPERATION

When the circuit is connected as shown in figure 13 (pin 2 and 6 connected) it triggers itself and free runs as a multivibrator. The external capacitor charges through  $R_1$  and  $R_2$  and discharges through  $R_2$  only. Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

In the astable mode of operation,  $C_1$  charges and discharges between  $1/3 V_{cc}$  and  $2/3 V_{cc}$ . As in the triggered mode, the charge and discharge times and therefore frequency are independent of the supply voltage.

Figure 13

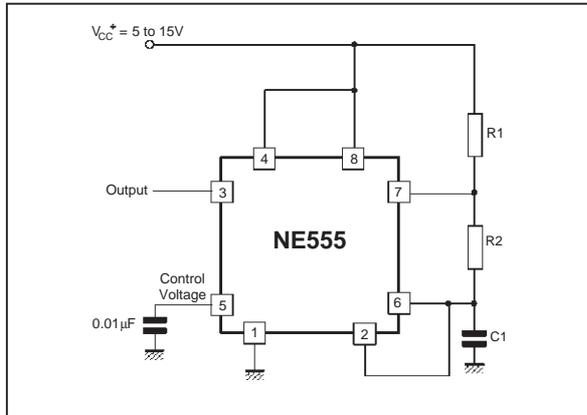


Figure 14 shows actual waveforms generated in this mode of operation.

The charge time (output HIGH) is given by :

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1$$

and the discharge time (output LOW) by :

$$t_2 = 0.693 (R_2) C_1$$

Thus the total period T is given by :

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_1$$

The frequency of oscillation is then :

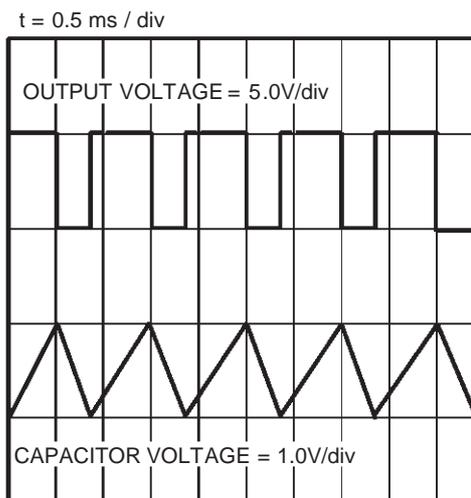
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

and may be easily found by figure 15.

The duty cycle is given by :

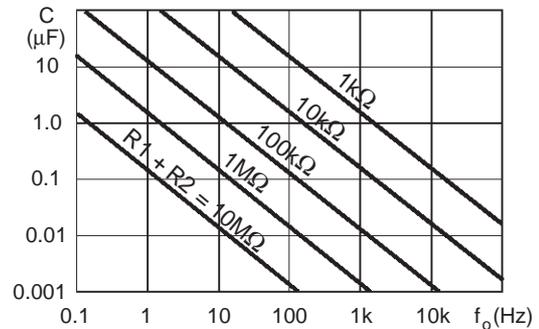
$$D = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$$

Figure 14



$R_1 = R_2 = 4.8k\Omega$ ,  $C_1 = 0.1\mu F$ ,  $R_L = 1k\Omega$

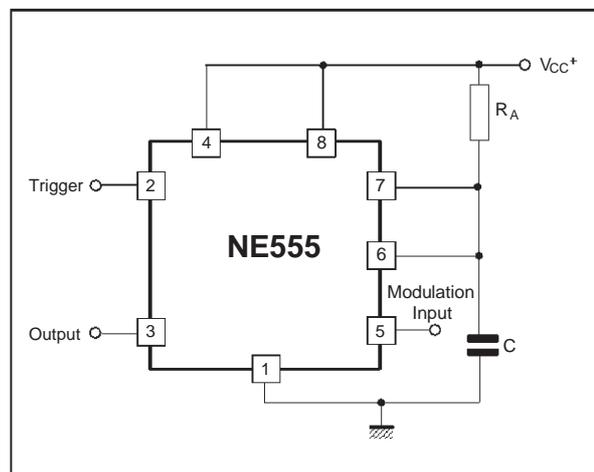
Figure 15 : Free Running Frequency versus  $R_1$ ,  $R_2$  and  $C_1$



### PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 16 shows the circuit.

Figure 16 : Pulse Width Modulator.



LINEAR RAMP

When the pullup resistor,  $R_A$ , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 17 shows a circuit configuration that will perform this function.

Figure 17.

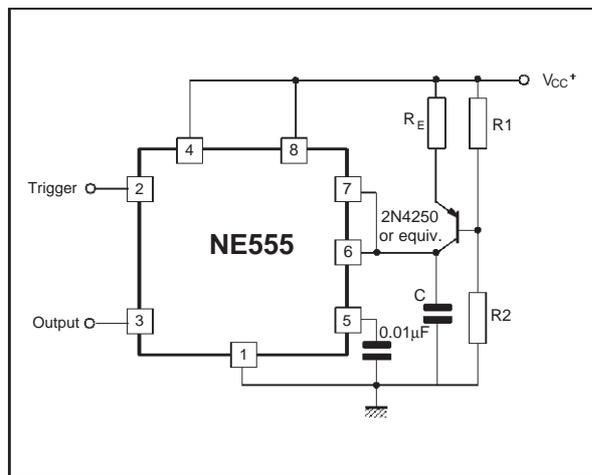
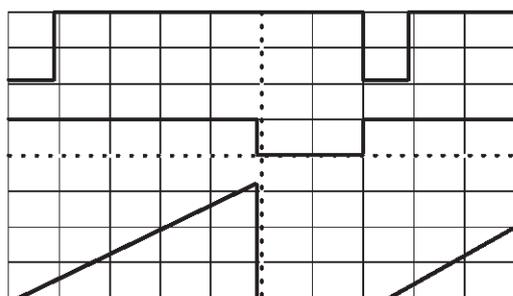


Figure 18 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by :

$$T = \frac{(2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C)}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)} \quad V_{BE} = 0.6V$$

Figure 18 : Linear Ramp.



$V_{CC} = 5V$   
 Time = 20µs/DIV  
 $R_1 = 47k\Omega$   
 $R_2 = 100k\Omega$   
 $R_E = 2.7k\Omega$   
 $C = 0.01\mu F$

Top trace : input 3V/DIV  
 Middle trace : output 5V/DIV  
 Bottom trace : output 5V/DIV  
 Bottom trace : capacitor voltage 1V/DIV

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle the resistors  $R_A$  and  $R_E$  may be connected as in figure 19. The time period for the output high is the same as previous,  $t_1 = 0.693 R_A C$ .

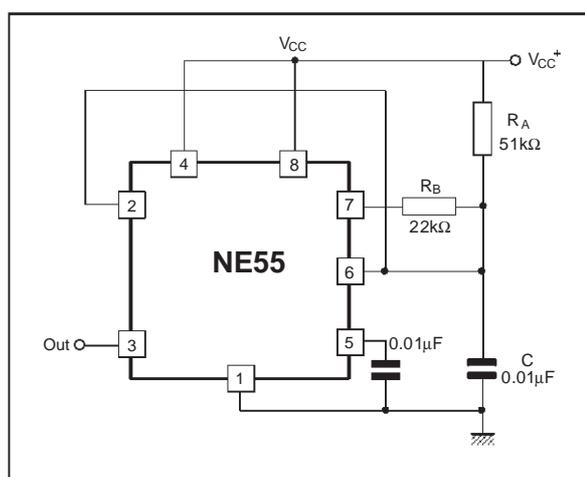
For the output low it is  $t_2 =$

$$[(R_A R_B) / (R_A + R_B)] C \ln \left[ \frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is  $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

Note that this circuit will not oscillate if  $R_B$  is greater

Figure 19 : 50% Duty Cycle Oscillator.

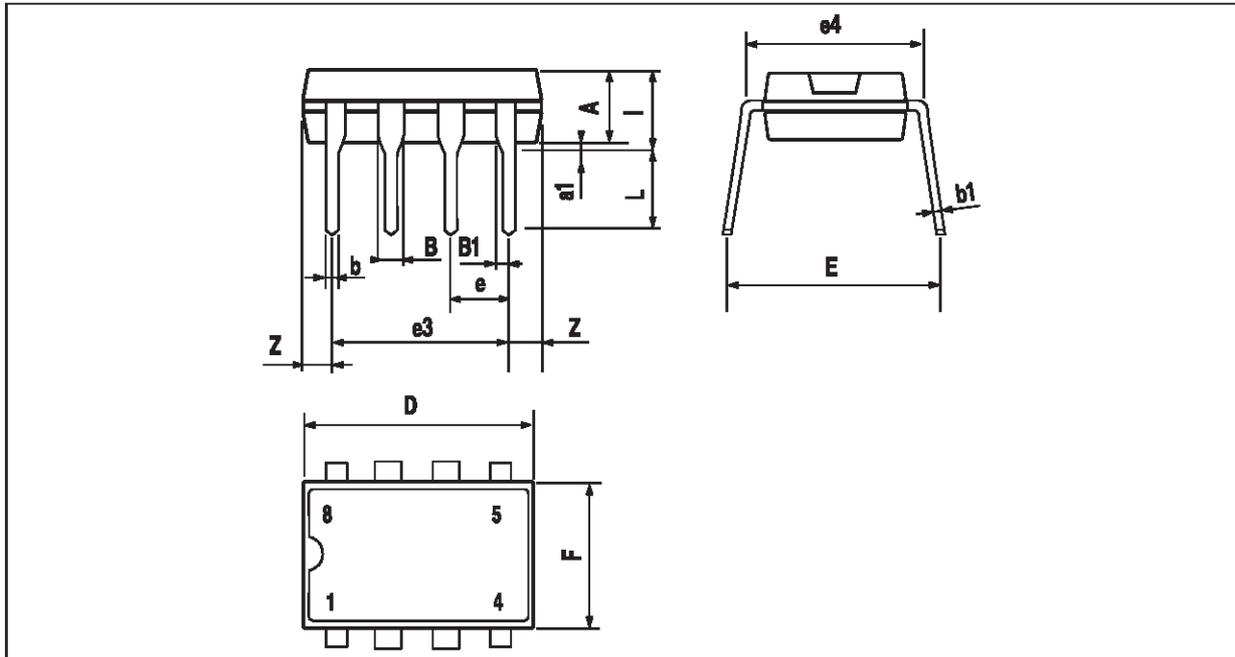


than  $1/2 R_A$  because the junction of  $R_A$  and  $R_B$  cannot bring pin 2 down to  $1/3 V_{CC}$  and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is  $0.1\mu F$  in parallel with  $1\mu F$  electrolytic.

**PACKAGE MECHANICAL DATA**  
8 PINS - PLASTIC DIP

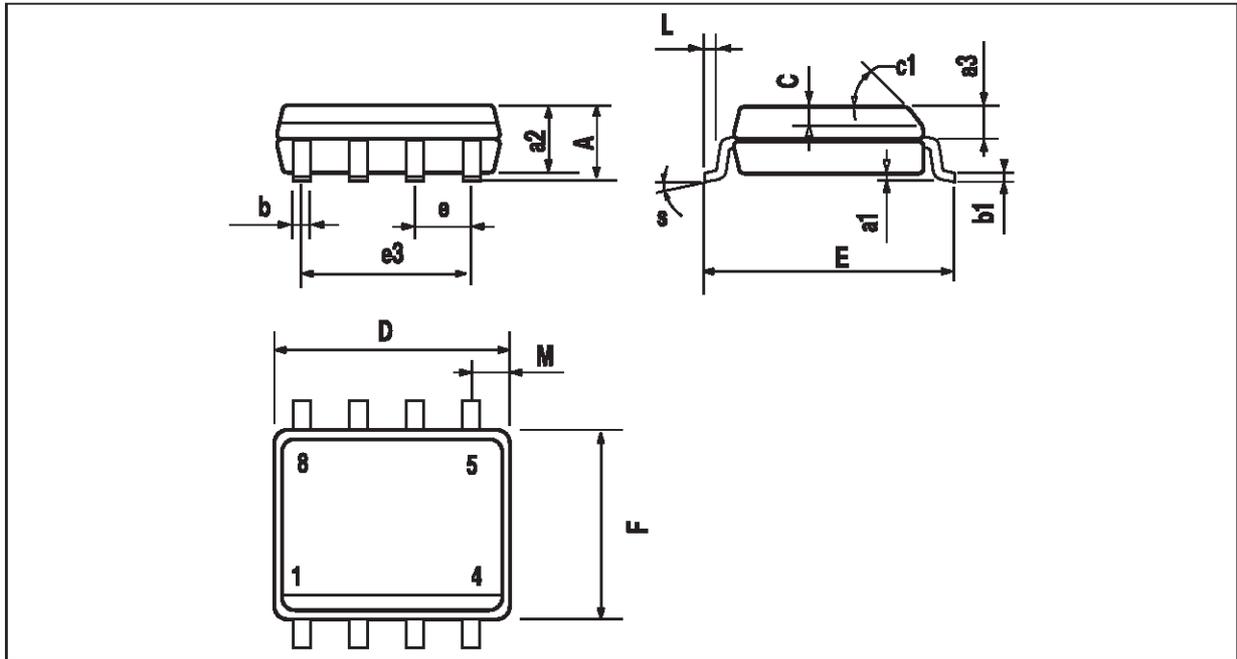


PM-DIP8.EFS

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

DIP8.TBL

**PACKAGE MECHANICAL DATA**  
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



PM-S08.EPS

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

SO8.TBL

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved  
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco  
The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

ORDER CODE :

# DS2715

## NiMH Battery Pack Charge Controller

### DESCRIPTION

The DS2715 is well suited for cost-sensitive charger applications where the battery pack is either internal or external to the application. It has been optimized for safe and reliable charging of 1 to 10 NiMH cells in series. The internal gain block can be selected as either a comparator or transconductance amplifier for charge current regulation. This makes the DS2715 configurable as a switched DC charger, a linear current regulator, or a switchmode current source. The DS2715 pre-conditions severely depleted cells before entering full charge mode. It terminates full charge using the dT/dt technique, which requires an external sensing thermistor. Over-temperature, under-temperature, and over-voltage detection prevents charging under unsafe conditions. A user selectable charge timer allows charge rates from 0.167C to 2C. FAST-CHARGE, TOPOFF and DONE modes are included for highly reliable, safe charging of NiMH cells. Discharge mode allows the DS2715 to enter a low power sleep state while the cell pack is being discharged.

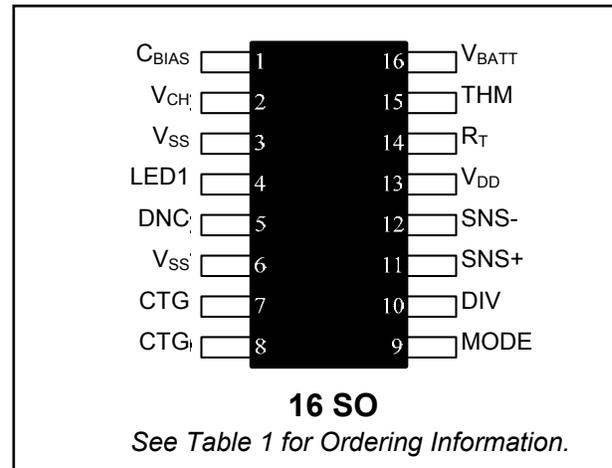
### FEATURES

- Charges 1 to 10 NiMH Cells
- FAST-CHARGE at up to a 2C Rate
- PRECHARGE and TOPOFF Charge Modes Help Cell Conditioning
- Load Detection Allows the DS2715 to Enter Low Power Sleep Mode (Less than 10 $\mu$ A) while the Cell Pack is Discharged
- dT/dt Charge Termination Eliminates Cell Charge Stress
- Monitors Voltage, Temperature, and Time for Safety and Secondary Termination
- Regulates Current through Either Linear Control or Switch-Mode Control
- LED Output Displays Charge State
- Small 16-Pin SO Package

### APPLICATIONS

Portable DVD Players  
 Portable Television Sets  
 Handheld Gaming  
 Test Equipment  
 Handheld POS Terminals

### PIN CONFIGURATION

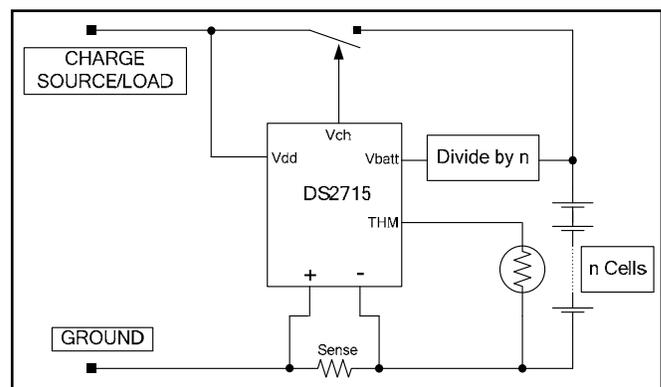


**Table 1. ORDERING INFORMATION**

PART	MARKING	PIN-PACKAGE
DS2715Z+	D2715	16 SO
DS2715Z+T&R	D2715	16 SO
DS2715BZ+	D2715B	16 SO
DS2715BZ+T&R	D2715B	16 SO

+ Denotes a lead(Pb)-free/RoHS-compliant package.  
 T&R = Tape and reel.

### OPERATIONAL DIAGRAM



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\***

Voltage on V <sub>DD</sub> and V <sub>CH</sub> Pins with Respect to V <sub>SS</sub>	-0.3V to +18V
Voltage on LED1 Pin	-0.3V to +18V
Voltage on SNS-	-0.3V to +0.3V
Voltage on C <sub>BIAS</sub>	-0.3V to 6V
Voltage on all Other Pins	-0.3V to V <sub>Cbias</sub>
Continuous Sink Current V <sub>CH</sub> and LED1	28mA
Operating Temperature Range	-20°C to +85°C
Storage Temperature Range	-55°C to +125°C
Soldering Temperature	See IPC/JEDEC J-STD-020
Human Body Model (HBM) ESD Limit of V <sub>CH</sub> Pin	500V
HBM ESD Limit of all Other Pins	2KV

\*This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect reliability.

**RECOMMENDED DC OPERATING CONDITIONS**(4.5V ≤ V<sub>DD</sub> ≤ 16.5V; T<sub>A</sub> = 0°C to +70°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	(Note 1)	4.5		16.5	V
LED1 Voltage	V <sub>LED</sub>	(Note 1)	0.0		16.5	V
Mode Voltage	V <sub>MODE</sub>	(Note 1)	0.0		V <sub>Cbias</sub>	V
V <sub>CH</sub> Voltage	V <sub>VCH</sub>	(Note 1)	0.0		16.5	V
C <sub>BIAS</sub> Capacitor Range	C <sub>Cbias</sub>		.02		.15	μF
R <sub>T</sub> Resistor Range	R <sub>Rt</sub>		20		240	KΩ

**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS**(4.5V ≤ V<sub>DD</sub> ≤ 16.5V, T<sub>A</sub> = 0°C to +70°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Current (Note 2)	I <sub>DDA</sub>	Linear Mode, V <sub>DD</sub> = 16.5V		1.3	1.6	mA
		Comparator Mode, V <sub>DD</sub> = 16.5V		150	250	μA
Idle Current	I <sub>DDS</sub>	V <sub>DD</sub> < V <sub>UVLO</sub>			10	μA
Discharge Current	I <sub>DDD</sub>	Discharge latch set (Note 2)			200	μA
UVLO Threshold	V <sub>UVLO</sub>	V <sub>DD</sub> Rising (Note 3)	3.8	3.9	4.0	V
UVLO Hysteresis	V <sub>UVLO-HYS</sub>	V <sub>DD</sub> Falling		35		mV
V <sub>CH</sub> Sink Current	I <sub>OL-Vch</sub>	V <sub>OL</sub> = 1.5V	20			mA
LED1 Sink Current	I <sub>OL-LED</sub>	V <sub>OL</sub> = 1.0V	20			mA
Leakage Current, V <sub>CH</sub> , LED1	I <sub>LKG</sub>	Pin Inactive or Device Idle	-1		+1	μA
THM Pin Leakage Current	I <sub>LKG-THM</sub>		-1		+1	μA
V <sub>BATT</sub> Pin Leakage Current	I <sub>LKG-Vbatt</sub>		-50		+50	nA
C <sub>BIAS</sub> Voltage	V <sub>Cbias</sub>	0 < I <sub>Cbias</sub> < 0.4mA	3.9	4.0	4.3	V
DIV Pin Load Current	I <sub>Div</sub>				500	uA
Current Sense Amplifier Gain	G <sub>ERR</sub>	100μA < I <sub>Vch</sub> < 20mA	5	6.25	7.5	Ω <sup>-1</sup>

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current Sense Comparator Gain	$G_{COMP}$	(Note 7)	10			$\Omega^{-1}$

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $4.5V \leq V_{DD} \leq 16.5V$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
UVLO Debounce Time	$t_{UVLO}$		10			$\mu s$
Current Sense Comparator Propagation Delay	$t_{COMP}$	(Note 7)			250	ns
Discharge Detect Propagation Delay	$t_{DD}$	From detection of current reversal			1	$\mu s$
Return To Normal Function (Op-Amp or Comparator Mode)	$t_{RNF}$	Time from reset of discharge latch			1	$\mu s$
$R_T$ Timing Accuracy	$t_{Rt}$	(Note 4)	-10		+10	%
Internal Clock Accuracy	$t_{BASE}$		-10		+10	%

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS: CHARGING

( $4.5V \leq V_{DD} \leq 16.5V$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FAST-CHARGE Comparator Threshold	$V_{FC}$	FAST-CHARGE	-127	-121	-115	mV
FAST-CHARGE Comparator Hysteresis	$V_{HYS-FC}$	FAST-CHARGE	31	28	25	mV
TOPOFF and PRECHARGE Comparator Threshold	$V_{TO}$	TOPOFF and PRECHARGE	-38	-33	-28	mV
TOPOFF and PRECHARGE Comparator Hysteresis	$V_{HYS-TO}$	TOPOFF and PRECHARGE	10	8	6	mV
Discharge Latch Reset Threshold	$V_{DCHG-RST}$		-15	-10	-5	mV
Discharge Latch Set Threshold	$V_{DCHG-SET}$	Reverse current through sense resistor	5	10	15	mV
Low Battery Detect Threshold	$V_{LB}$	From presence detect into PRECHARGE	0.95	1.0	1.05	V
Cell Detect Threshold	$V_{DET}$		1.50	1.55	1.60	V
No Cell Detect Threshold	$V_{OPEN}$		1.60	1.65	1.70	V
Presence Detect Threshold Hysteresis	$V_{HYS-PD}$		90	100	110	mV
Minimum Charge Temp	$V_{THM-MIN}$	(Note 5, 6)	2.88	2.92	2.96	V
				0		$^\circ C$
Maximum Charge Temp	$V_{THM-MAX}$	(Note 5, 6)	1.28	1.32	1.36	V
				45		$^\circ C$
Over Temp	$V_{THM-STOP}$	(Note 5, 6)	1.12	1.16	1.20	V
				50		$^\circ C$
dT/dt Detect	$T_{TERM}$		0.425	0.5	0.575	$^\circ C/min$

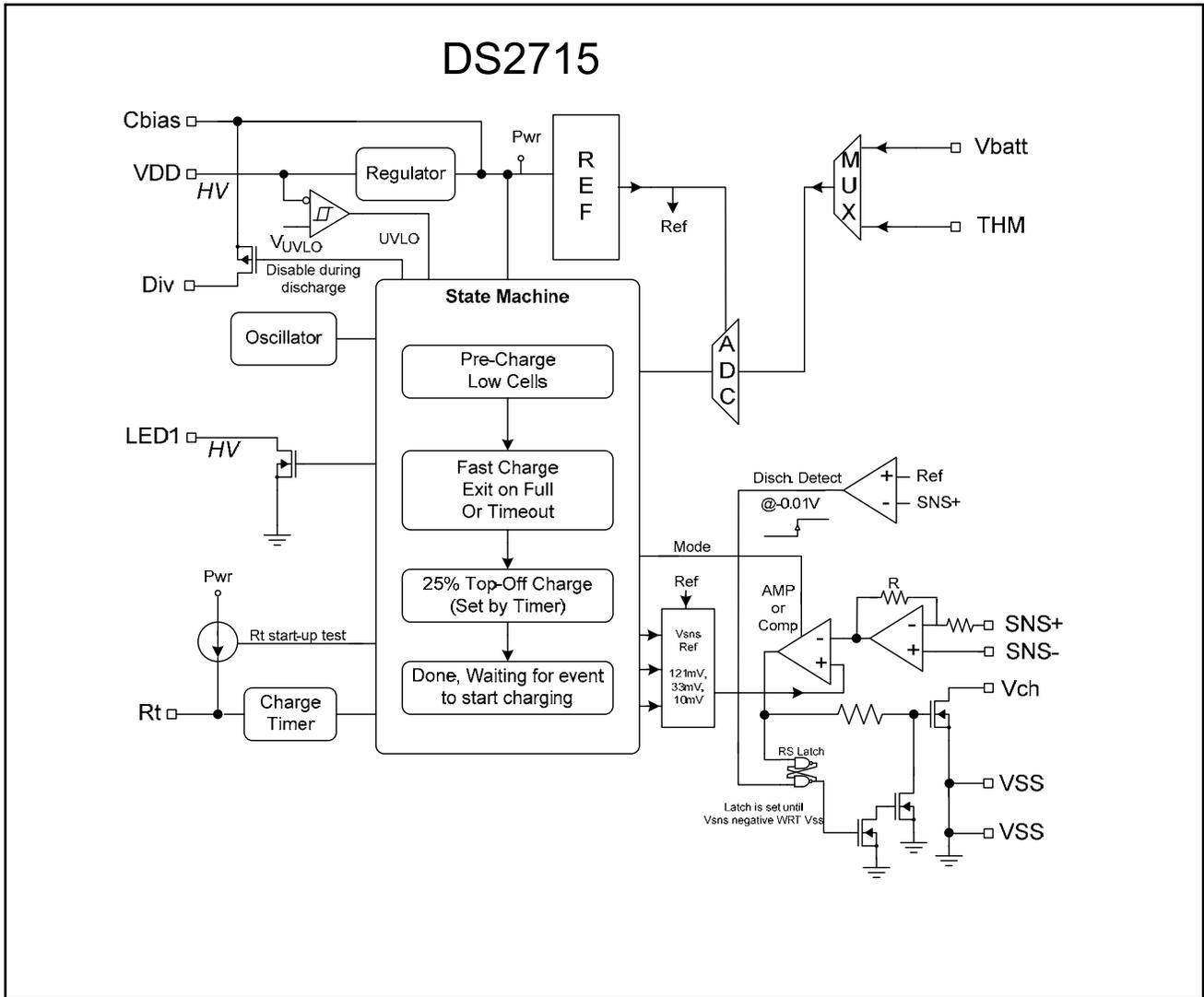
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
dT/dt Blanking Time	$t_{\text{BLANK}}$		3.85	4.3	4.75	Min
PRECHARGE Timeout	$t_{\text{PC-TO}}$			30		Min
FAST-CHARGE Timer Range	$t_{\text{FC}}$		0.5		6	Hours
TOPOFF to FAST-CHARGE Duration Ratio		DS2715		1:2		
		DS2715B		1:4		

- Note 1:** Voltages relative to  $V_{\text{SS}}$ .  
**Note 2:** Does not include current through  $V_{\text{CH}}$ ,  $R_{\text{T}}$ , and DIV pins.  
**Note 3:** Below this voltage no I/O pins are active.  
**Note 4:** Does not include tolerance of  $R_{\text{T}}$  resistor.  
**Note 5:**  $V_{\text{BIAS}}$  and resistor tolerances must be added to determine actual threshold.  
**Note 6:** Specified temperature thresholds are only valid if recommended thermistor types are used.  
**Note 7:** Specification is guaranteed by design.

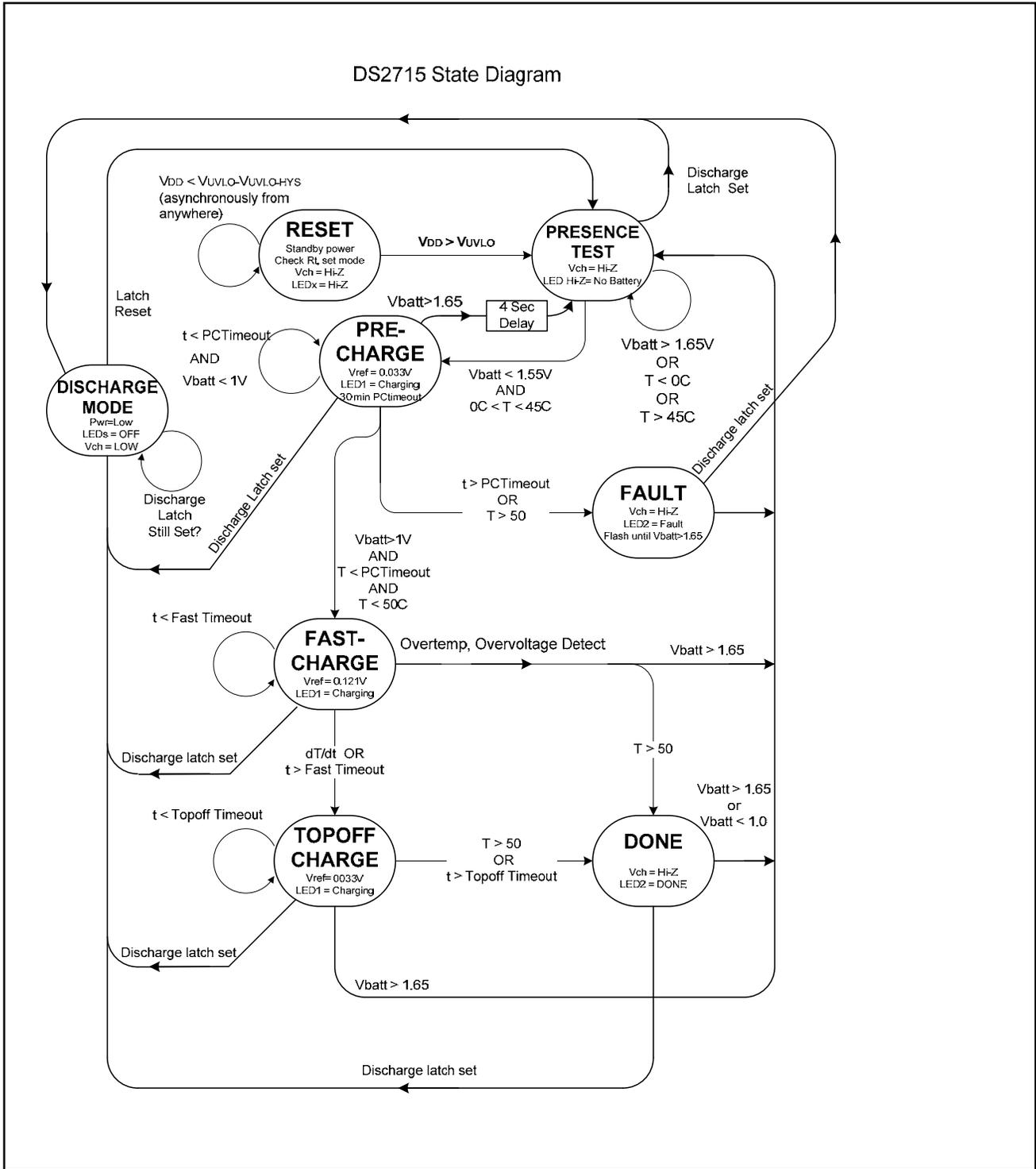
## DETAILED PIN DESCRIPTION

PIN	NAME	DESCRIPTION
1	$C_{\text{BIAS}}$	Bypass for Internal Voltage Regulator
2	$V_{\text{CH}}$	Cell Stack Charge Control Output
3	$V_{\text{SS}}$	Chip Supply Return and Local Ground Reference
4	LED1	Charging Indicator Output
5	DNC	Do Not Connect
6	$V_{\text{SS}}$	Chip Supply Return and Local Ground Reference
7	CTG	Connect to Local Ground ( $V_{\text{SS}}$ )
8	CTG	Connect to Local Ground ( $V_{\text{SS}}$ )
9	MODE	Mode Select. Connect to $V_{\text{SS}}$ for linear mode of operation or $C_{\text{BIAS}}$ for comparator mode of operation.
10	DIV	Thermistor Divider. Stable output to form a resistor divider for measuring temperature on THM
11	SNS+	Positive Current Sense. Connect to the charge source side of the sense resistor
12	SNS-	Negative Current Sense. Connect to the cell stack side of the sense resistor
13	$V_{\text{DD}}$	Chip Supply Input: +4.5V to +16.5V range
14	$R_{\text{T}}$	Failsafe Timeout. Timeout is selected by an external resistor from $R_{\text{T}}$ to $V_{\text{SS}}$
15	THM	Thermistor Input. Connect to a thermistor located in the cell pack and a divider resistor from the Div pin
16	$V_{\text{BATT}}$	Battery Voltage Sense Input. Connect to a divider from the positive terminal of the cell stack to measure the voltage of a single cell

Figure 1. BLOCK DIAGRAM



**Figure 2. STATE DIAGRAM**



## DETAILED DESCRIPTION

### Charge Cycle Overview

The DS2715 regulates the charge of up to 10 NiMH cells in a series configuration. With the mode select pin, the DS2715 can be configured to regulate either as an error amplifier in linear mode or as a comparator in switched mode. A charge cycle begins in one of two ways: with the application of power to the DS2715 while the cell pack is already inserted, or with the detection of cell insertion after power-up.

After cell presence confirmation, PRECHARGE qualification occurs to prevent fast charging of deeply depleted cells or charging under extreme temperature conditions. Pre-charging is performed at a reduced rate of approximately  $\frac{1}{4}$  the FAST-CHARGE current until each cell reaches 1V. The algorithm then proceeds to the FAST-CHARGE phase. Fast charging continues as long as the cell pack temperature is less than 50°C based on the THM voltage, and the cell voltage as measured at the  $V_{\text{BATT}}$  pin in the middle of the resistor divider remains below 1.65V, indicating the cell pack is still present. Fast charging terminates normally by measuring the cell pack's thermal rate of change,  $dT/dt$ . When the cell pack's thermal rate of change exceeds 0.5°C per minute, the DS2715 enters TOPOFF. The DS2715 has an internal charge timer as secondary overcharge protection if the charge is not terminated properly by the  $dT/dt$  method. The charge termination timer duration is user selectable from 30 minutes up to 6 hours by an external resistor on the  $R_T$  pin.

Following a normally terminated or timed-out FAST-CHARGE phase, the DS2715 enters TOPOFF. It remains in this state for one-half (one-quarter for DS2715B) of the period of the FAST-CHARGE timeout as selected by the external resistor on  $R_T$ . After the TOPOFF charge timer expires, the DONE phase continues indefinitely until the cell pack is removed from the charger or DISCHARGE mode is entered. For the standard application circuit configuration, when a load drawing at least  $V_{\text{dchg-set}}$  across the sense resistor is attached to the cell pack, the DS2715 switches to DISCHARGE mode. All charge functions are disabled and the regulation FET is driven on to allow the cell pack to discharge. Throughout the charging process, the open-drain LED1 output indicates the charge status to the user.

### Undervoltage Lockout (Reset)

The UVLO circuit serves as a power-up and brownout detector by monitoring  $V_{\text{DD}}$  to prevent charging until  $V_{\text{DD}}$  rises above  $V_{\text{UVLO}}$ , or when  $V_{\text{DD}}$  drops below  $V_{\text{UVLO}} - V_{\text{UVLO-HYS}}$ . If UVLO is active, charging is prevented, the state machine is forced to the RESET state, and all charge timers are reset. A 10 $\mu$ s deglitch circuit provides noise immunity. Once  $V_{\text{DD}}$  reaches an acceptable operating voltage, the DS2715 enters the PRESENCE state.

## PRESENCE

The DS2715 enters the PRESENCE state whenever  $V_{DD} > V_{UVLO}$  and  $V_{BATT} > V_{OPEN}$  indicating that the charge source is present, but no cell is available to charge. The DS2715 will remain in the PRESENCE state until a cell is inserted into the circuit causing the voltage on  $V_{BATT}$  to fall below 1.55V ( $V_{DET}$ ) and the cell temperature is inside a valid charging range between 0°C and 45°C ( $T_{THM-MIN}$  and  $T_{THM-MAX}$  when used with recommended thermistor and resistor values). If both of these conditions are met, the DS2715 will enter PRE-CHARGE. If cells are inserted, but the temperature is outside the valid charging range, the DS2715 will remain in the PRESENCE state until the cell temperature falls within the valid charging range.

## PRE-CHARGE

The DS2715 enters the PRECHARGE state when a valid cell voltage is applied to  $V_{BATT}$  and the cell temperature as measured by the DS2715 thermistor circuit is within the valid charging range. PRE-CHARGE mode has a 4 second filter to suppress noise on  $V_{BATT}$  caused by cell insertion that may cause a premature return to PRESENCE state. The DS2715 precharges the cell by regulating the voltage drop across the sense resistor to -33mV ( $V_{TO}$ ) in linear mode or -29mV ( $V_{TO} + 0.5 \times V_{HYS-TO}$ ) in comparator mode. The polarity of the voltage drop across the sense resistor is referenced to the polarity relationship indicated by the SNS+ and SNS- pins on the device. Precharging will last until the cell voltage measured by  $V_{BATT}$  exceeds 1.0V ( $V_{BATT} > V_{LB}$ ), at which time the DS2715 will enter the FAST-CHARGE state. If the cell voltage does not exceed  $V_{LB}$  within 30 minutes or if the cell temperature exceeds 50°C at any time during PRECHARGE, the DS2715 enters the FAULT state. If at any time during PRECHARGE the voltage on  $V_{BATT}$  exceeds 1.65V ( $V_{OPEN}$ ), the DS2715 determines that the cell pack has been removed and returns to the PRESENCE state.

## FAST-CHARGE

In FAST-CHARGE mode, the DS2715 regulates the voltage across the sense resistor to -121mV ( $V_{FC}$ ) in linear mode or about -107mV ( $V_{FC} + 0.5 \times V_{HYS-FC}$ ) in comparator mode. LED1 indicates the cell pack is being charged. During FAST-CHARGE, the DS2715 constantly measures the rate of change of the cell temperature ( $dT/dt$ ). When the cell pack's  $dT/dt$  exceeds 0.5°C per minute ( $T_{TERM}$ ) the DS2715 enters the TOPOFF state. The DS2715 ignores changes in the cell temperature caused by charge initiation for the first 4.3 minutes ( $t_{BLANK}$ ). As secondary overcharge protection, the DS2715 will terminate FAST-CHARGE and enter TOPOFF based on a time delay set by the external resistor on the  $R_T$  pin. This resistor value can set the secondary charge termination delay to anywhere from 30 minutes up to 6 hours. If the cell temperature exceeds 50°C at any time during FAST-CHARGE, the DS2715 enters the DONE state. If at any time during FAST-CHARGE the voltage on  $V_{BATT}$  exceeds 1.65V ( $V_{OPEN}$ ), the DS2715 determines that the cell pack has been removed and returns to the PRESENCE state.

## TOPOFF

In TOPOFF mode, the DS2715 regulates the voltage across the sense resistor to -33mV ( $V_{TO}$ ) in linear mode or -29mV ( $V_{TO} + 0.5 \times V_{HYS-TO}$ ) in comparator mode. LED1 indicates the cell pack is being charged. The charge timer is reset and restarted with a time-out period of one-half (one-quarter for DS2715B) the fast-charge duration. When the charge timer expires or if the measured temperature exceeds 50°C, the charger enters the DONE state.

## DONE/Maintenance

The DS2715 enters the DONE state whenever the charge completes normally or if the measured cell temperature exceeds 50°C during the charge. While in the done state  $V_{CH}$  is driven to high impedance to prevent further regulated charging of the cell pack and LED is driven high-impedance to indicate no charging is taking place. A maintenance charge can be applied to the cells by providing a one-way resistive path from the charge source to the cell pack bypassing the regulating transistor. See the example in the circuit of Figure 3. The DS2715 remains in the DONE state until a cell voltage greater than 1.65V ( $V_{OPEN}$ ) is detected on  $V_{BATT}$  indicating cell pack removal, the  $R_t$  pin is floated (see SUSPEND function), or DISCHARGE mode is entered.

## FAULT

The DS2715 enters FAULT if PRECHARGE is unable to charge the cell above 1.0V ( $V_{LB}$ ) before the 30 minute PRECHARGE timeout ( $t_{PC-TO}$ ) or if the cell temperature exceeds 50°C during PRECHARGE. In the fault state,  $V_{CH}$  is high impedance and LED1 output pulses to indicate the fault condition. The DS2715 remains in FAULT until a cell voltage greater than 1.65V ( $V_{OPEN}$ ) is detected on  $V_{BATT}$  indicating the cell pack has been removed. The DS2715 then enters the PRESENCE state and waits for the next cell insertion.

## SUSPEND

Suspension of charge activity is possible by floating the  $R_T$  pin. The state machine and all timers are reset to their presence test conditions when suspending from a charge mode. The DISCHARGE mode is not affected by the SUSPEND function. The  $V_{CH}$  output is high-impedance for charging modes, and operates as normal for DISCHARGE mode during SUSPEND. The SUSPEND function is useful for resetting the DS2715 in applications where the batteries are not removed from the circuit and DISCHARGE mode is not utilized. It also allows for a means to stop charging by the application circuit, such as with a microcontroller signal for example.

## DISCHARGE Mode

When the DS2715 detects a discharge current voltage drop of  $V_{DCHG-SET}$  or greater across the sense resistor, charging is terminated and the DS2715 enters the DISCHARGE state. Initially, the discharge current must flow through the parasitic diode of the PFET regulating transistor until the DS2715 switches to DISCHARGE mode. While in this mode, voltage sensing, thermal sensing, and the LED1 output are disabled. The  $V_{CH}$  pin is driven low to fully bias the charge control transistor into a low impedance state and allow the pack to be discharged. Current drain of the DS2715 drops to  $I_{DD}$ . The DS2715 remains in DISCHARGE mode until a charge current across the sense resistor causes a sense voltage of at least  $V_{DCHG-RST}$  or the device is power cycled. When either of these events occur, the DS2715 enters the PRESENCE state to begin a new charge cycle.

## LED1 Output

Open-drain output LED1 pulls low to indicate charge status. When inactive, the output is high impedance. LED1 displays the state of charge and the charge results. The LED1 pin drives low in a 1Hz, 50% duty cycle “blink” pattern to indicate cells are charging. LED1 blinks at 4Hz, 50% duty cycle to signal a charging fault has occurred. The LED1 pin remains in a high-impedance state when no cells are present or the discharge latch is set. Table 2 summarizes the LED operation for each charge condition.

**Table 2. LED DISPLAY PATTERNS BASED ON CHARGE STATE**

	CHARGE STATE				
	NO BATTERY	CHARGING	DONE	FAULT	DISCHARGE MODE
LED1	High-Z	Blinks at 1HZ, 50% duty cycle	High-Z	Blinks at 4Hz, 50% duty cycle	High-Z

*High-Z = High Impedance*

## CURRENT REGULATION

Three basic modes of charging operation are supported by the DS2715: Offline switching through an optocoupler, linear regulation, and DC input switched mode. The offline switching method requires a voltage clamp on the regulated output. Mode of operation is selected through the Mode pin. Connecting the Mode pin to  $V_{SS}$  configures the analog block as a transconductance amplifier for linear mode of operation. Connecting the Mode pin to the Cbias pin configures the DS2715 as a comparator for switched mode of operation.

### Current-Sense Amplifier Mode

An error amplifier block provides several options to regulate the charge current. The 20mA open-drain output  $V_{CH}$  can drive a PMOS or PNP pass element for linear regulation, or the output can drive an optocoupler for isolated feedback to a primary-side PWM controller. PMOS is the preferred device type when the pass element will also be used as a discharge path to the load. This is because sufficient transconductance with both polarities of drain current is easily realized compared to the difficulty in achieving this with BJT types. The SNS- pin is a remote-sense return and should be connected to the battery ground side of the sense resistor using a separate isolated conductor. During FAST-CHARGE, an error signal between the current-sense signal (across the sense resistor) and the internal reference is produced so the voltage across the sense resistor is maintained at  $V_{FC}$  in a closed-loop circuit. During PRECHARGE and TOPOFF, the voltage across the sense resistor is maintained at  $V_{TO}$ .

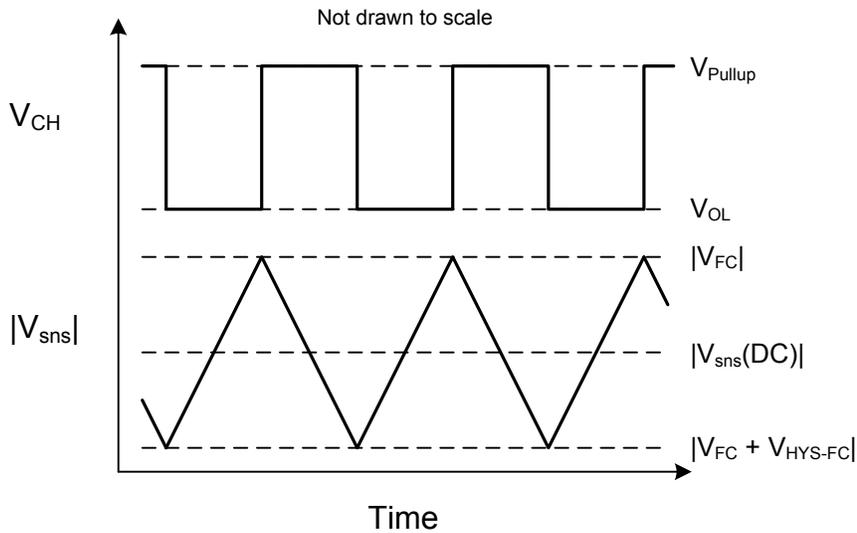
### Current-Sense Comparator Mode

The comparator in the DS2715 switches the open drain  $V_{CH}$  pin between ON and OFF when the sense resistor voltage reaches high and low thresholds. The  $V_{CH}$  output is capable of driving a PNP bipolar or a PMOS transistor, enabling the use of a switch-mode power stage. PMOS is again preferred when the pass element will also be used

as a discharge path to the load. Hysteresis on the comparator input provides the difference between the ON and OFF state thresholds. In a closed-loop regulation circuit, the comparator regulates voltage across the sense resistor as referenced to the SNS pins to a DC average of:

$$V_{\text{SNS}} = V_{\text{FC}} + 0.5 \times V_{\text{HYS-FC}} = -0.107\text{V during FAST-CHARGE}$$

$$V_{\text{SNS}} = V_{\text{TO}} + 0.5 \times V_{\text{HYS-TO}} = -0.029\text{V during TOPOFF}$$

**Figure 3. Ideal Comparator Input and Charge Control Output Waveforms****Charge Rate Selection**

The charge rate is determined by an external sense resistor connected between the SNS+ and SNS- pins. The DS2715 will regulate the charge current to maintain a voltage drop of  $V_{FC}$  (or  $V_{FC} + 0.5 \times V_{HYS-FC}$  in comparator mode) across the sense resistor during FAST-CHARGE. The sense resistor can therefore be selected by:

Linear Mode:  $R = |V_{FC} / \text{Desired FAST-CHARGE Current}|$

Comparator Mode:  $R = |(V_{FC} + 0.5 \times V_{HYS-FC}) / \text{Desired FAST-CHARGE Current}|$

**Timeout Selection**

The various charge modes employ different timers to ensure reliable and safe charging. PRECHARGE has a fixed 30 minute limit generated by an internal oscillator. A fault is generated if this time limit is exceeded. FAST-CHARGE mode normally operates until its dT/dt termination scheme activates. In the event that the dT/dt sensing does not perform correctly, a safety timeout is required. This timeout is set by an external resistor on the Rt pin to  $V_{SS}$  and provides secondary protection against significant overcharging. As such, the value of the Rt resistor should be chosen so that the timeout is greater than the FAST-CHARGE time expected in the application, but not so much greater that its protection is compromised. If the timer expires during FAST-CHARGE, the timer count is reset and charging proceeds to the TOPOFF charge phase. The Rt resistor also sets the timed charge duration of TOPOFF mode. The TOPOFF time-out period is fixed at half (a quarter for the DS2715B) of the FAST-CHARGE time-out period. When the timer expires in TOPOFF, the DS2715 enters the DONE state.

Resistors can be selected to support fast-charge time-out periods of 0.5 to 6 hours and TOPOFF charge time-out periods of 0.25 to 3 hours (0.125 to 1.5 hours for the DS2715B). The programmed FAST-CHARGE time approximately follows the equation:

$$t(\text{minutes}) = 1.5 \times R(\text{ohms}) / 1000$$

## TEMPERATURE SENSE

Accurate temperature sensing is needed to determine end of charge by  $dT/dt$  and to detect over temperature fault conditions. Connecting an external  $10k\Omega$  NTC thermistor between THM and  $V_{SS}$ , and a  $10k\Omega$  bias resistor between Div and THM allows the DS2715 to sense temperature. To sense the temperature of the cell pack, locate the thermistor close to the body of a cell, preferably in the middle of the cell pack. Several recommended  $10k\Omega$  thermistors are shown in Table 3.

### Min, Max Temperature Compare

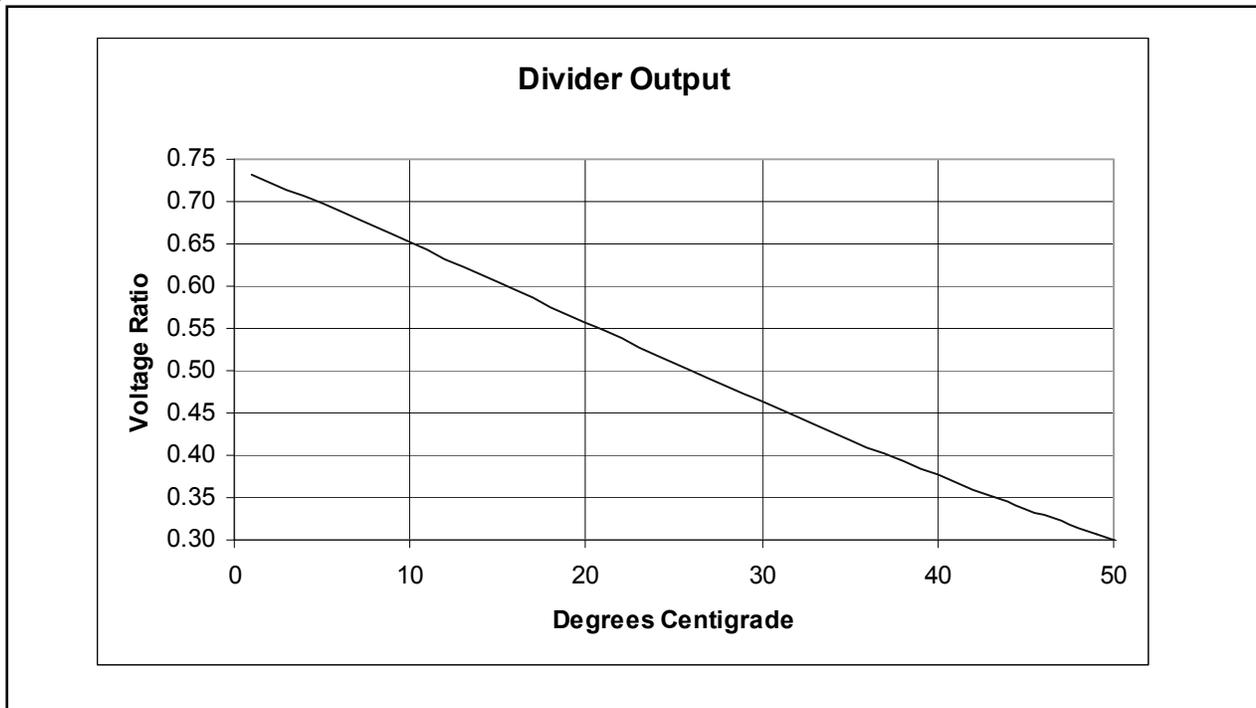
The voltage thresholds of the THM input ( $V_{THM-MIN}$ ,  $V_{THM-MAX}$ ) are set to allow charging to start if the thermistor temperature is between  $0^{\circ}C$  and  $45^{\circ}C$  when using the recommended  $10k\Omega$  bias resistor and  $10k\Omega$  thermistor circuit. If pre-charging is in progress, and the voltage on THM reaches  $V_{THM-STOP}$ , pre-charging stops and a fault condition is generated. If the voltage on THM reaches  $V_{THM-STOP}$  during FAST-CHARGE or TOPOFF, charging stops and the DS2715 enters the DONE state. FAST\_CHARGE will complete normally and TOPOFF will begin if the voltage change on THM exceeds the equivalent  $T_{TERM}$   $^{\circ}C$  per minute ( $dT/dt$  Detect specification).

**Table 3. THM THRESHOLDS**

THM THRESHOLD	RATIO OF $V_{CBIAS}$	THERMISTOR RESISTANCE ( $\Omega$ )	TEMPERATURE ( $^{\circ}C$ )	
			Semitec 103AT-2	Fenwal 197-103LAG-A01 173-103LAF-301
MIN	0.73	27.04k	$0^{\circ}C$	$4^{\circ}C$
MAX	0.33	4.925k	$45^{\circ}C$	$42^{\circ}C$
STOP	0.29	4.085k	$50^{\circ}C$	$47^{\circ}C$

Used with a  $10k$  resistor, the Semitec 103AT-2 provides about 0.9% full scale per degree sensitivity. This linearity is shown in the curve in Figure 4. The left axis is the ratio of the sensed voltage to the divider's input voltage ( $V_{Cbias}$ ).

**Figure 4. RATIO OF THM PIN TO CBIAS PIN OVER TEMPERATURE**

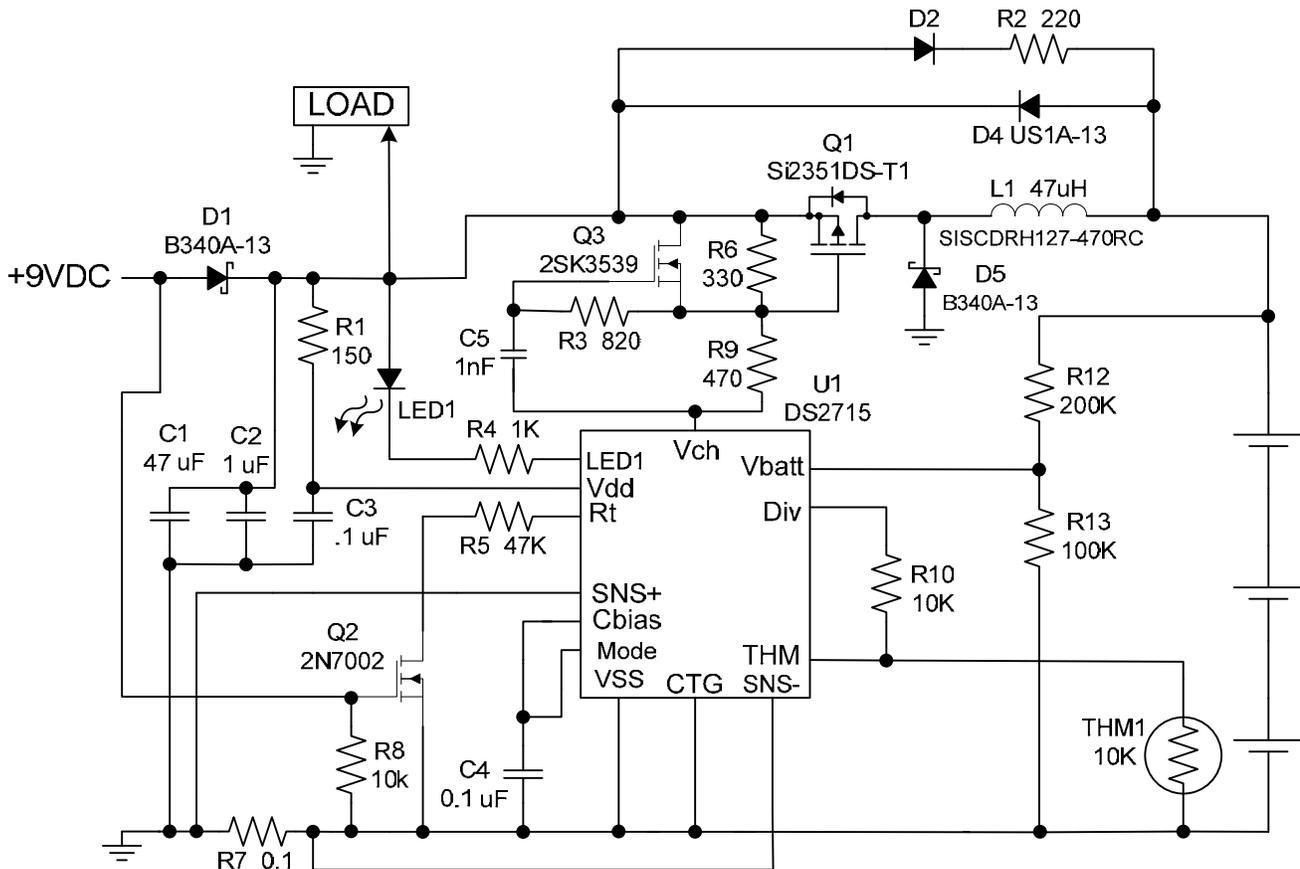


## Application Circuits

### Switchmode

Figure 5 shows a typical DS2715 switchmode application circuit for charging a 3-cell battery stack. Connecting the MODE pin to CBIAS enables the comparator mode of current regulation. The DS2715 regulates the current through the current sense resistor R7 by switching Q1 on and off as the sense resistor voltage ramps up and down toward the preset sense voltage thresholds. The .1ohm sense resistor along with the DC ground-referenced sense threshold level of  $-(V_{FC} + V_{HYS-FC}/2)$  sets the average charge current in the example to 1.07A. The sense resistor should have a proper power rating for the chosen charge current.

**Figure 5. TYPICAL Switchmode APPLICATION CIRCUIT FOR A 3-CELL STACK**



A bootstrap subcircuit with C5, R3 and Q3 is used to improve the turnoff time of Q1 to minimize switching losses. When  $V_{CH}$  is pulled low to turn on Q1, C5 is charged through the R6/R3 path. When  $V_{CH}$  is left open-circuit to turn off Q1, the voltage of the  $V_{CH}$  node jumps up close to the gate voltage of Q1. This causes the gate of Q3 to be pushed up due to the voltage across C5. Q3 is then turned on, which helps to speed turn-off of Q1 by discharging its internal capacitances. The values of the components in this section of the circuit are tuned to work with the chosen transistors. The values of R6 and R9 should be chosen so that no more than 20mA is sunk by  $V_{CH}$ . D4 is used to clamp the inductive spike that could occur if the batteries are removed during charging. This function can also be served by an energy absorbing capacitor placed in parallel with the battery stack.

Q2 is used to float the Rt pin when the supply source is disconnected. This puts the DS2715 into SUSPEND mode and resets the state machine. D1 prevents current from flowing into the charge source. D2 and R2 create the maintenance charge current path. D1, D2 and R2 should be sized appropriately for the wattage they must dissipate based on the application parameters. R1 and C3 create a low pass filter to minimize noise transfer as the DS2715 local ground moves in relation to the system or charge source ground.

The  $R_T$  resistor (R5) is set to 47k $\Omega$  for a timeout of 70 minutes. This would be appropriate for cells with a capacity of about 1Ah when charged with the 1.07A charge current. The resistor divider with R12 and R13 is configured to present the voltage equivalent to a single cell on the Vbatt pin.

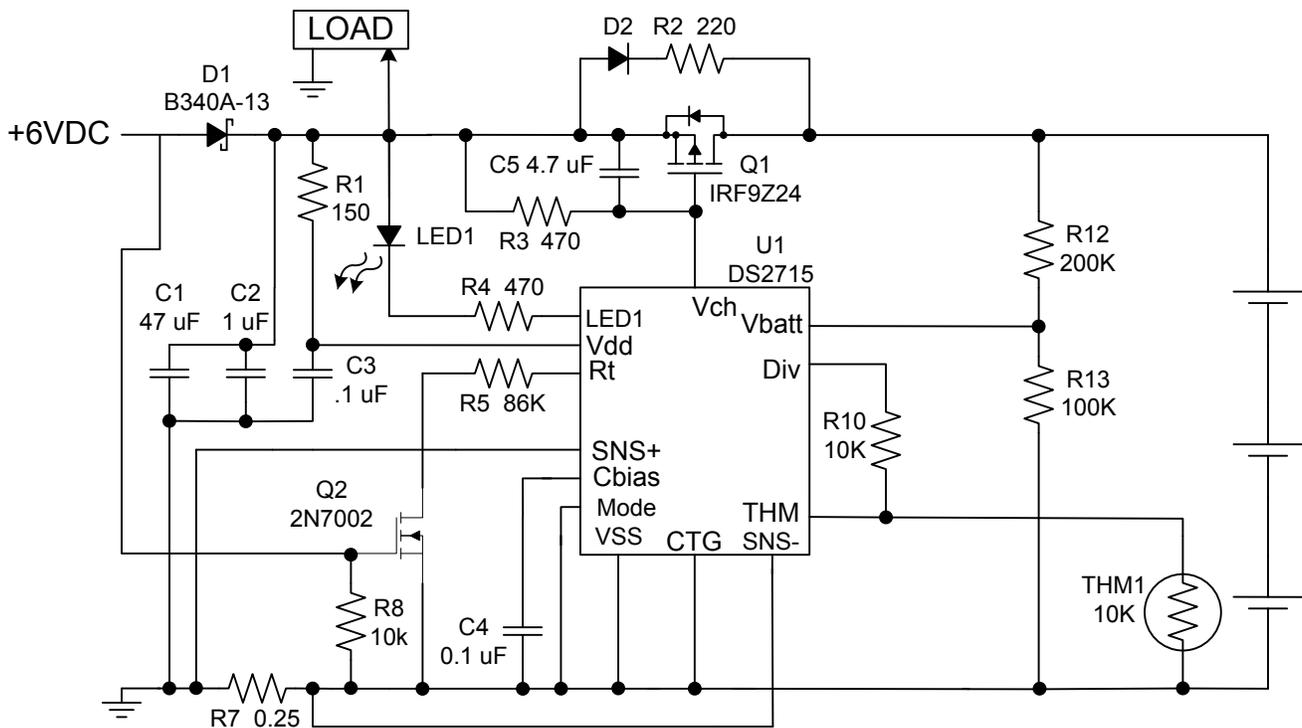
The value of L1 in the example represents a moderate switching speed of 100-150kHz for fast-charge mode. L1 may be adjusted to fit specific application goals as long as the associated change in switching speed does not exceed the circuit's ability to maintain proper regulation of the sense resistor voltage. Since TOPOFF and PRECHARGE modes have a faster switching frequency than FAST-CHARGE, the regulation in these modes must be considered.

All capacitors should be ceramic surface mount types of good quality where possible. The 47 $\mu$ F capacitor may be any type that meets the application requirements. A different network for C1 and C2 may be necessary depending on the types of capacitors used, the layout, and the transient requirements of the application load. All resistors not previously mentioned are standard surface mount types.

## Linear

Figure 6 shows a typical application circuit for charging a 3-cell stack in linear mode. The Mode pin is tied to V<sub>SS</sub> for linear operation. A 250m $\Omega$  sense resistor (R7) sets the charge current to .484A, which the DS2715 regulates by controlling the V<sub>GS</sub> of Q1 through the bias resistor R3. The bias resistor should be chosen so that the current that V<sub>CH</sub> is required to sink does not exceed 20mA when V<sub>CH</sub> is fully turned on. The preferred design target for FAST-CHARGE conditions is 10mA. The RC network of R3 and C5 set a pole in the control loop to ensure stability.

**Figure 6. TYPICAL Linear APPLICATION CIRCUIT FOR A 3-CELL STACK**



A lower charge current is used for linear mode, in addition to a lower supply voltage. This reduces the power dissipation of Q1 to a manageable level. This dissipation must be closely considered in the application and proper heatsinking precautions must be taken. Different transistors may be selected for Q1 based on package size and thermal requirements. An 86k $\Omega$  resistor on  $R_T$  (R5) sets the FAST-CHARGE timeout to about 129 minutes, which for the given charge rate is appropriate for cells of about .9Ah capacity. The other aspects of the circuit are equivalent to those of the switchmode circuit.

## Cell Stack Size Adjustment

R12 and R13 of the application circuits form a voltage divider such that the voltage of a single cell is present on the Vbatt pin. This is required for proper operation of the DS2715. Given a 100kΩ resistor for R13, adjust R12 as follows for the number of cells in the battery pack:

$$R12 = (\text{Number of Cells} - 1) * R13$$

To charge 3-cell stacks, a value of 200kΩ is used for R12 for a 100kΩ R13.

It is important that the voltage seen by the Vbatt pin is relatively error free compared to the actual cell voltages in the battery pack. Any parasitic resistances in the connections between the battery cells and the resistor divider will cause errors that will increase with increasing charge current. The error seen by the Vbatt pin is the overall parasitic error divided by the number of cells. So, for a given parasitic resistance, it is more of a concern for circuits with a smaller number of cells. If parasitic resistances of a problematic level cannot be avoided, the connection location of the resistor divider can be manipulated to sense the true battery voltage, or the divider ratio can be adjusted to account for the sensed voltage error.

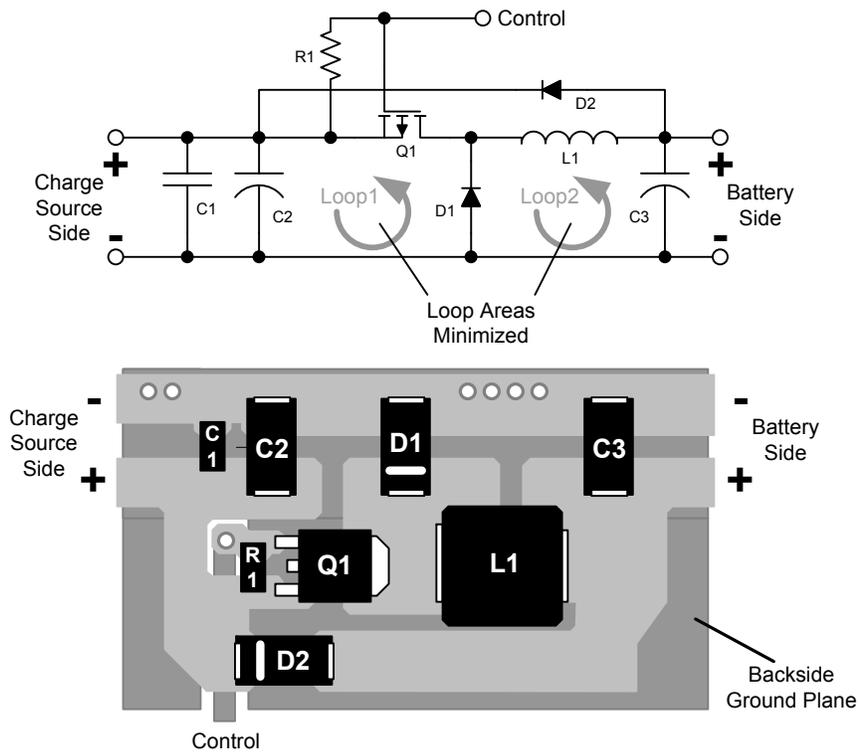
## Application PCB Layout

Proper layout rules must be followed to ensure a successful application circuit. For all modes of operation, currents in excess of 1A may flow through the charge and discharge paths. All of these paths should be properly sized to handle the worst case current flow, whether that be from charging or from powering the load with the battery.

The linear mode of operation in some cases must dissipate large amounts of heat. This is typically accomplished with either an external heatsink on the regulating transistor, or through the use of PCB copper to spread the thermal energy that must be removed. Typically, for the TO-220 package transistor used in the application example, a 1 inch square area of 1oz. copper with the transistor firmly attached will have about a 50°C/W temperature rise. Utilizing 2oz. or heavier copper can improve this number by 20% or so. If better heatsinking is needed for the ergonomic or reliability aspects of the application, an add-on heatsink must be used.

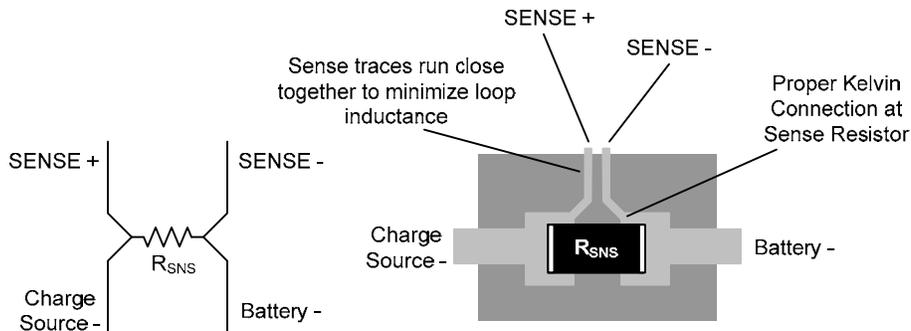
Switchmode operation presents its own unique challenges with fast voltage and current transients. Proper switchmode buck power supply layout should always be observed. Referring to the example circuit and layout of Figure 7, the loop labeled as Loop1 encompassing C1, C2, Q1 and D1 should be kept as small as possible to minimize the change in inductance that occurs when Q1 switches to the on state. Loop2 should also be minimized as much as practical, although it contains DC current components for the most part. The returning ground currents should be allowed to follow a path on a layer directly under the outgoing path since the high frequency components will try to follow the path of least impedance. Low ESR and ESL capacitors should be used when possible and for all capacitors 10uF and smaller. Typical surface mount ceramic types with a X5R or better dielectric are recommended.

## Figure 7. Switching Circuit with Example Layout



Another important layout detail is the connection of the sense resistor. Proper Kelvin connection layout should be used to ensure the signal quality viewed by the sensing circuit inside the DS2715 is adequate. Figure 8 shows a recommended connection of the sense lines to the resistor footprint.

## Figure 8. Sense Resistor Connection Layout



## Package Information

For the latest package outline information and land patterns, go to [www.maxim-ic.com/packages](http://www.maxim-ic.com/packages).

PACKAGE TYPE	PACKAGE CODE	DOCUMENT NO.
16 SO	—	<a href="#">21-0041</a>

**REVISION HISTORY**

<b>REVISION DATE</b>	<b>DESCRIPTION</b>	<b>PAGES CHANGED</b>
011408	Various comprehensive changes.	1, 3, 4, 6–15
031609	Added device version DS2715B	1,4,7,8,10
042809	Updated <i>Ordering Information</i> table.	1



Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time. The parametric values (min and max limits) shown in the Electrical Characteristics table are guaranteed. Other parametric values quoted in this data sheet are provided for guidance.

**Maxim Integrated 160 Rio Robles, San Jose, CA 95134 USA 1-408-601-1000**

**17**

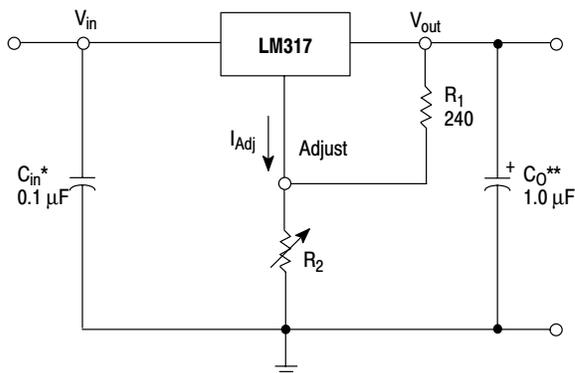
# 1.5 A Adjustable Output, Positive Voltage Regulator

The LM317 is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator capable of supplying in excess of 1.5 A over an output voltage range of 1.2 V to 37 V. This voltage regulator is exceptionally easy to use and requires only two external resistors to set the output voltage. Further, it employs internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making it essentially blow-out proof.

The LM317 serves a wide variety of applications including local, on card regulation. This device can also be used to make a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM317 can be used as a precision current regulator.

- Output Current in Excess of 1.5 A
- Output Adjustable between 1.2 V and 37 V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting Constant with Temperature
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Available in Surface Mount D<sup>2</sup>PAK, and Standard 3-Lead Transistor Package
- Eliminates Stocking many Fixed Voltages

### Standard Application



\* C<sub>in</sub> is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.  
 \*\* C<sub>O</sub> is not needed for stability, however, it does improve transient response.

$$V_{out} = 1.25 V \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} R_2$$

Since I<sub>Adj</sub> is controlled to less than 100 μA, the error associated with this term is negligible in most applications.

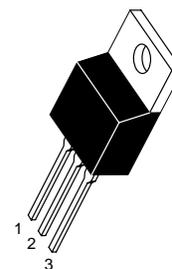
# LM317

## THREE-TERMINAL ADJUSTABLE POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**T SUFFIX**  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 221A

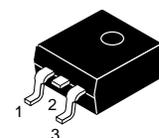
Heatsink surface connected to Pin 2.



Pin 1. Adjust  
 2. V<sub>out</sub>  
 3. V<sub>in</sub>

**D2T SUFFIX**  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 936  
 (D<sup>2</sup>PAK)

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM317BD2T	T <sub>J</sub> = -40° to +125°C	Surface Mount
LM317BT		Insertion Mount
LM317D2T	T <sub>J</sub> = 0° to +125°C	Surface Mount
LM317T		Insertion Mount

# LM317

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Input–Output Voltage Differential	$V_I - V_O$	40	Vdc
Power Dissipation Case 221A $T_A = +25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction–to–Ambient Thermal Resistance, Junction–to–Case Case 936 (D <sup>2</sup> PAK) $T_A = +25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction–to–Ambient Thermal Resistance, Junction–to–Case	$P_D$ $\theta_{JA}$ $\theta_{JC}$ $P_D$ $\theta_{JA}$ $\theta_{JC}$	Internally Limited 65 5.0 Internally Limited 70 5.0	W $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ W $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	–40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{\text{stg}}$	–65 to +150	$^\circ\text{C}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_I - V_O = 5.0\text{ V}$ ;  $I_O = 0.5\text{ A}$  for D2T and T packages;  $T_J = T_{\text{low}}$  to  $T_{\text{high}}$  [Note 1];  $I_{\text{max}}$  and  $P_{\text{max}}$  [Note 2]; unless otherwise noted.)

Characteristics	Figure	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Line Regulation (Note 3), $T_A = +25^\circ\text{C}$ , $3.0\text{ V} \leq V_I - V_O \leq 40\text{ V}$	1	$\text{Reg}_{\text{line}}$	–	0.01	0.04	%/V
Load Regulation (Note 3), $T_A = +25^\circ\text{C}$ , $10\text{ mA} \leq I_O \leq I_{\text{max}}$ $V_O \leq 5.0\text{ V}$ $V_O \geq 5.0\text{ V}$	2	$\text{Reg}_{\text{load}}$	– –	5.0 0.1	25 0.5	mV % $V_O$
Thermal Regulation, $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 6), 20 ms Pulse		$\text{Reg}_{\text{therm}}$	–	0.03	0.07	% $V_O/\text{W}$
Adjustment Pin Current	3	$I_{\text{Adj}}$	–	50	100	$\mu\text{A}$
Adjustment Pin Current Change, $2.5\text{ V} \leq V_I - V_O \leq 40\text{ V}$ , $10\text{ mA} \leq I_L \leq I_{\text{max}}$ , $P_D \leq P_{\text{max}}$	1, 2	$\Delta I_{\text{Adj}}$	–	0.2	5.0	$\mu\text{A}$
Reference Voltage, $3.0\text{ V} \leq V_I - V_O \leq 40\text{ V}$ , $10\text{ mA} \leq I_O \leq I_{\text{max}}$ , $P_D \leq P_{\text{max}}$	3	$V_{\text{ref}}$	1.2	1.25	1.3	V
Line Regulation (Note 3), $3.0\text{ V} \leq V_I - V_O \leq 40\text{ V}$	1	$\text{Reg}_{\text{line}}$	–	0.02	0.07	% V
Load Regulation (Note 3), $10\text{ mA} \leq I_O \leq I_{\text{max}}$ $V_O \leq 5.0\text{ V}$ $V_O \geq 5.0\text{ V}$	2	$\text{Reg}_{\text{load}}$	– –	20 0.3	70 1.5	mV % $V_O$
Temperature Stability ( $T_{\text{low}} \leq T_J \leq T_{\text{high}}$ )	3	$T_S$	–	0.7	–	% $V_O$
Minimum Load Current to Maintain Regulation ( $V_I - V_O = 40\text{ V}$ )	3	$I_{\text{Lmin}}$	–	3.5	10	mA
Maximum Output Current $V_I - V_O \leq 15\text{ V}$ , $P_D \leq P_{\text{max}}$ , T Package $V_I - V_O = 40\text{ V}$ , $P_D \leq P_{\text{max}}$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ , T Package	3	$I_{\text{max}}$	1.5 0.15	2.2 0.4	– –	A
RMS Noise, % of $V_O$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		N	–	0.003	–	% $V_O$
Ripple Rejection, $V_O = 10\text{ V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ (Note 4) Without $C_{\text{Adj}}$ $C_{\text{Adj}} = 10\text{ }\mu\text{F}$	4	RR	– 66	65 80	– –	dB
Long–Term Stability, $T_J = T_{\text{high}}$ (Note 5), $T_A = +25^\circ\text{C}$ for Endpoint Measurements	3	S	–	0.3	1.0	%/1.0 k Hrs.
Thermal Resistance Junction to Case, T Package		$R_{\theta\text{JC}}$	–	5.0	–	$^\circ\text{C}/\text{W}$

**NOTES:** 1.  $T_{\text{low}}$  to  $T_{\text{high}} = 0^\circ$  to  $+125^\circ\text{C}$ , for LM317T, D2T.  $T_{\text{low}}$  to  $T_{\text{high}} = -40^\circ$  to  $+125^\circ\text{C}$ , for LM317BT, BD2T.

2.  $I_{\text{max}} = 1.5\text{ A}$ ,  $P_{\text{max}} = 20\text{ W}$

3. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

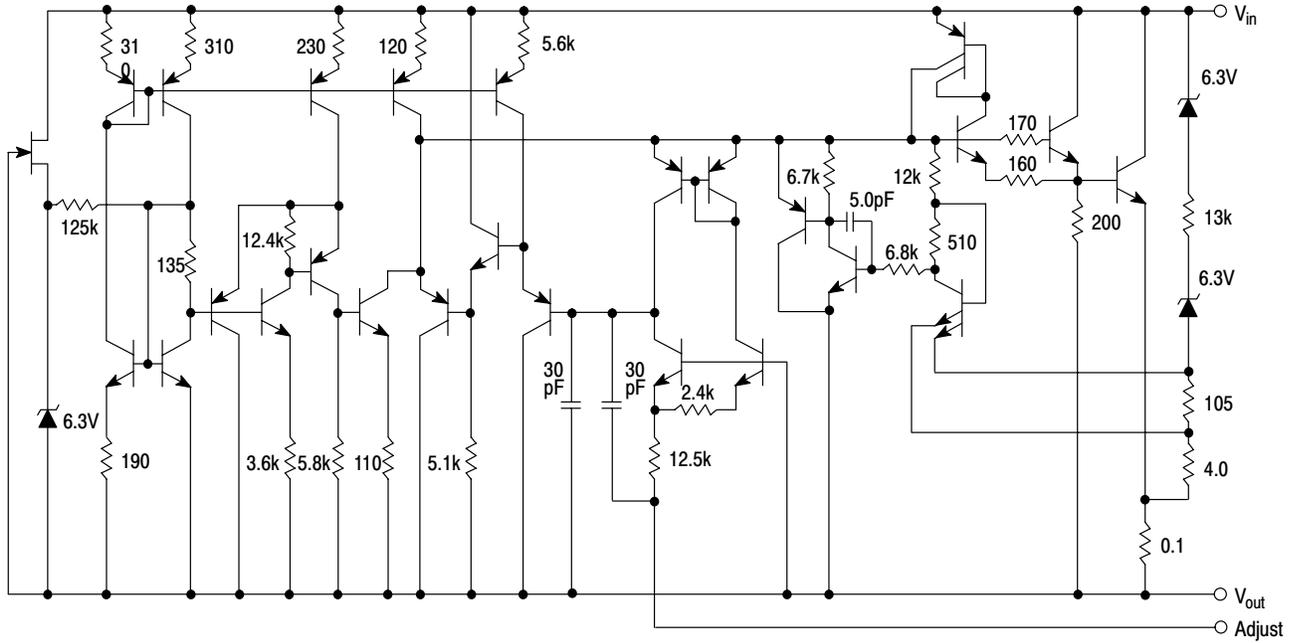
4.  $C_{\text{Adj}}$ , when used, is connected between the adjustment pin and ground.

5. Since Long–Term Stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

6. Power dissipation within an IC voltage regulator produces a temperature gradient on the die, affecting individual IC components on the die. These effects can be minimized by proper integrated circuit design and layout techniques. Thermal Regulation is the effect of these temperature gradients on the output voltage and is expressed in percentage of output change per watt of power change in a specified time.

# LM317

## Representative Schematic Diagram



This device contains 29 active transistors.

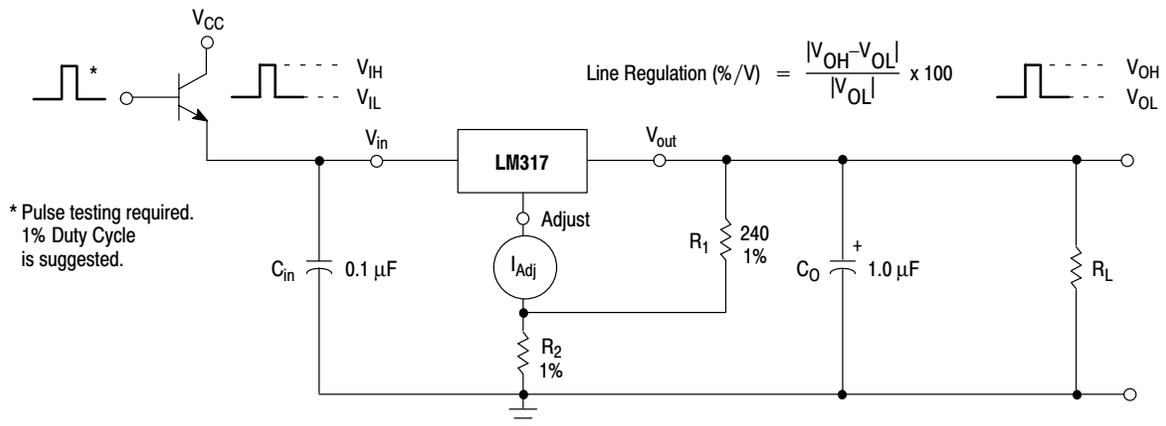
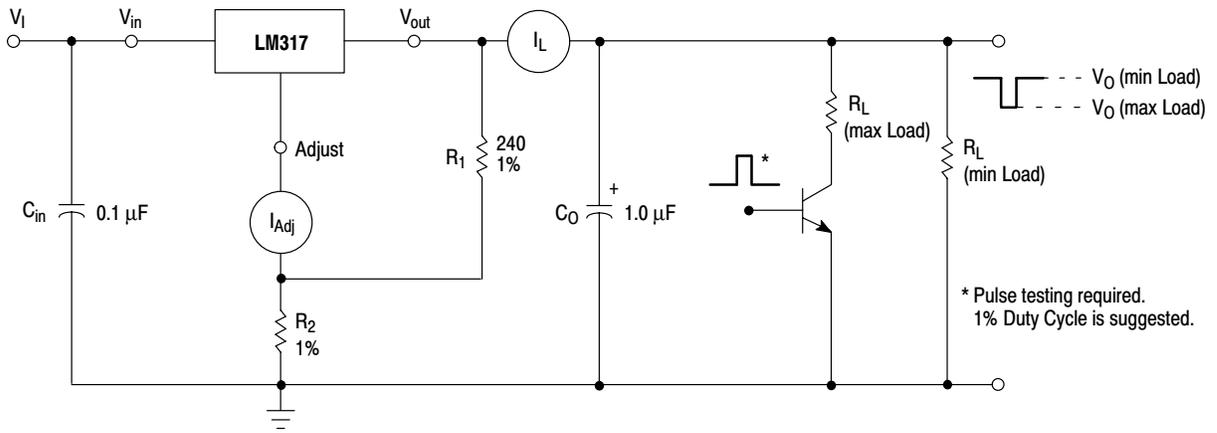


Figure 1. Line Regulation and  $\Delta I_{Adj}/\text{Line}$  Test Circuit

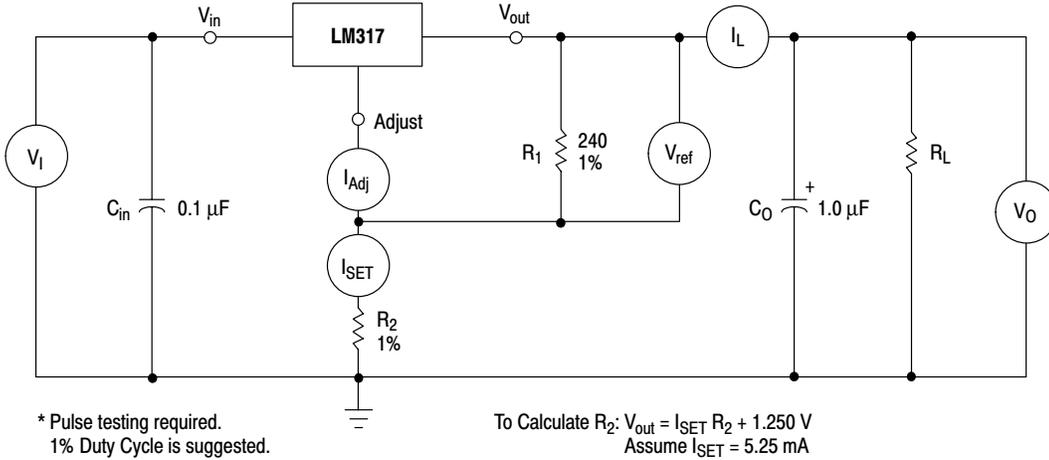
# LM317



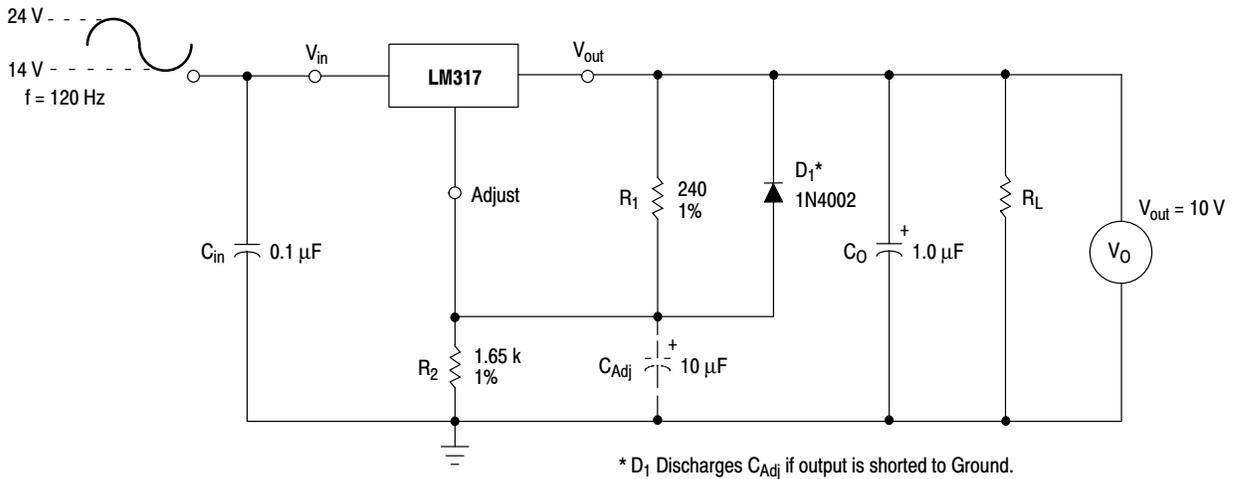
Load Regulation (mV) =  $V_O$  (min Load) -  $V_O$  (max Load)

Load Regulation (%  $V_O$ ) =  $\frac{V_O$  (min Load) -  $V_O$  (max Load)}{V\_O (min Load)} x 100

**Figure 2. Load Regulation and  $\Delta I_{Adj}$ /Load Test Circuit**



**Figure 3. Standard Test Circuit**



**Figure 4. Ripple Rejection Test Circuit**

# LM317

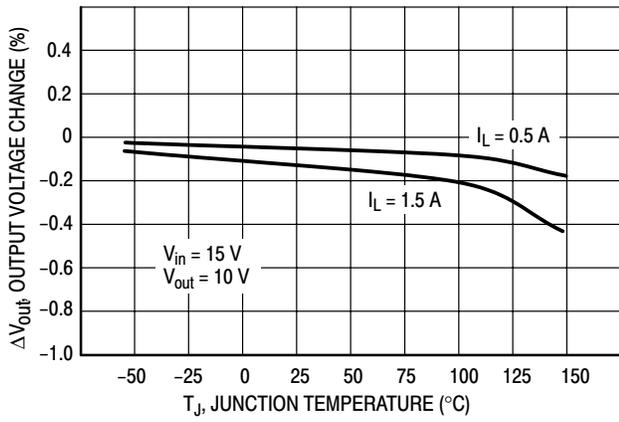


Figure 5. Load Regulation

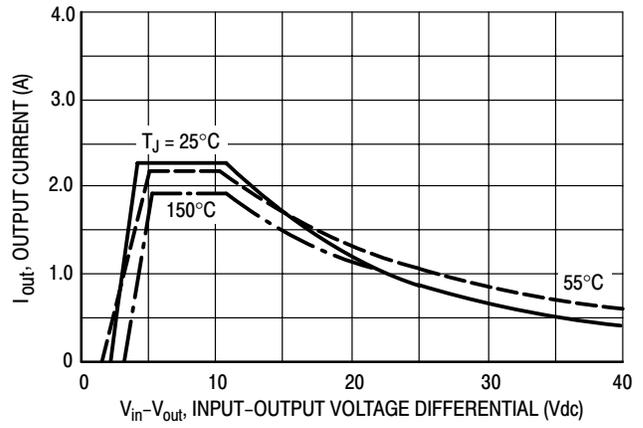


Figure 6. Current Limit

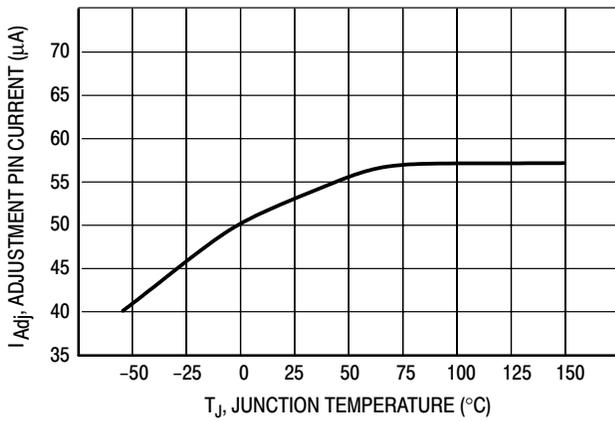


Figure 7. Adjustment Pin Current

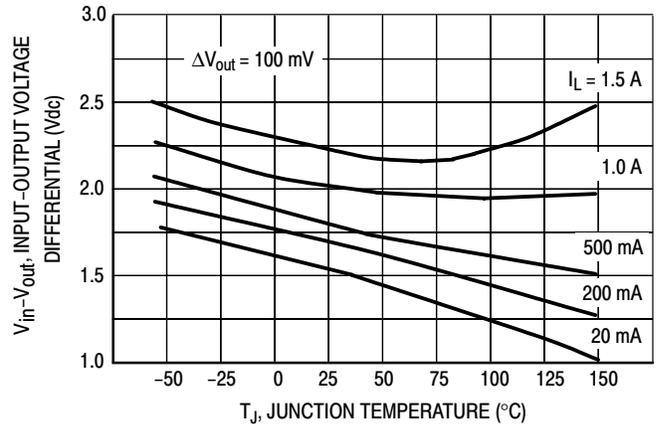


Figure 8. Dropout Voltage

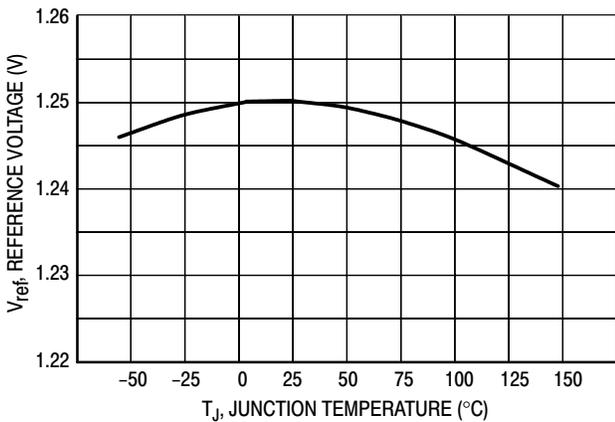


Figure 9. Temperature Stability

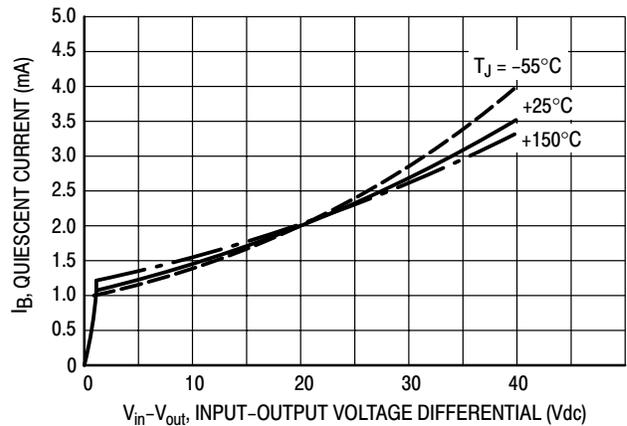


Figure 10. Minimum Operating Current

# LM317

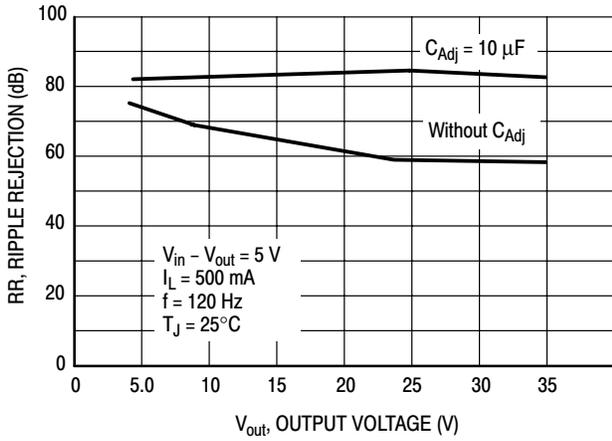


Figure 11. Ripple Rejection versus Output Voltage

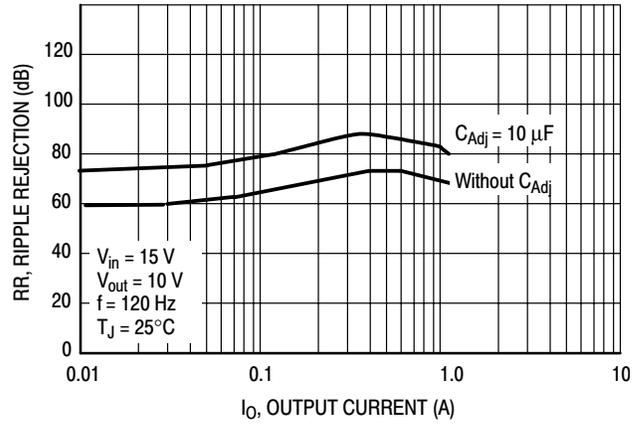


Figure 12. Ripple Rejection versus Output Current

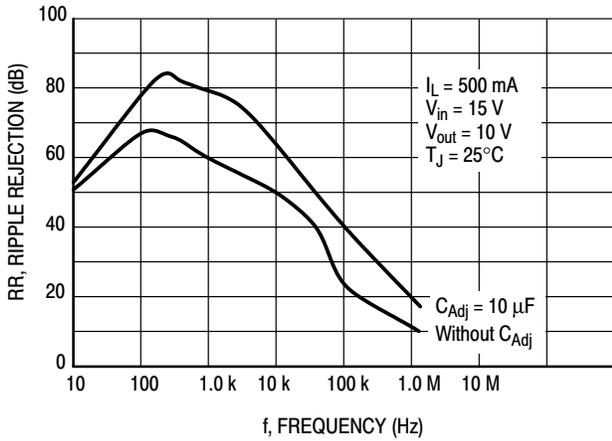


Figure 13. Ripple Rejection versus Frequency

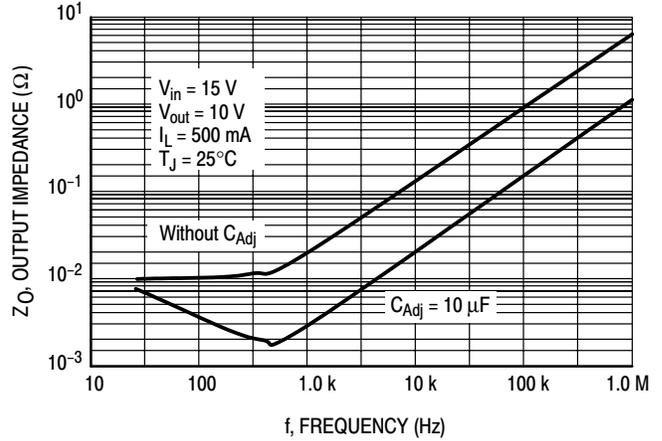


Figure 14. Output Impedance

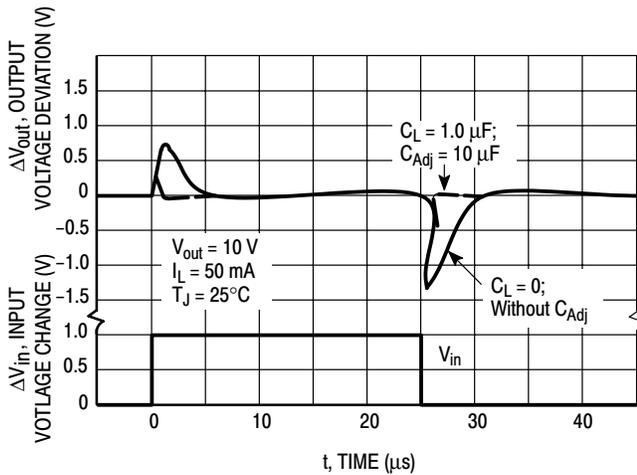


Figure 15. Line Transient Response

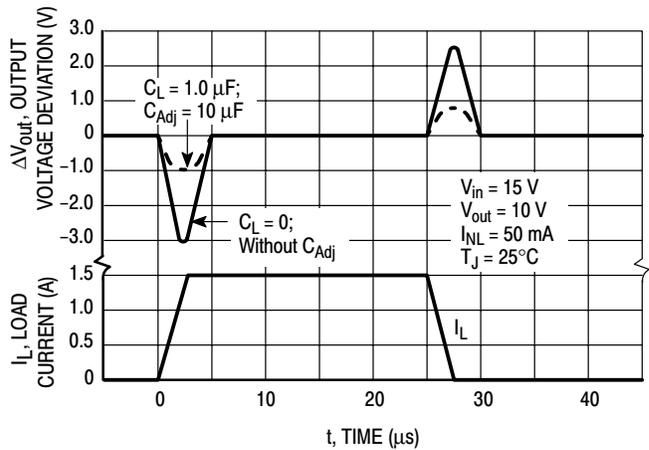


Figure 16. Load Transient Response

APPLICATIONS INFORMATION

**Basic Circuit Operation**

The LM317 is a 3-terminal floating regulator. In operation, the LM317 develops and maintains a nominal 1.25 V reference ( $V_{ref}$ ) between its output and adjustment terminals. This reference voltage is converted to a programming current ( $I_{PROG}$ ) by  $R_1$  (see Figure 17), and this constant current flows through  $R_2$  to ground.

The regulated output voltage is given by:

$$V_{out} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} R_2$$

Since the current from the adjustment terminal ( $I_{Adj}$ ) represents an error term in the equation, the LM317 was designed to control  $I_{Adj}$  to less than 100  $\mu$ A and keep it constant. To do this, all quiescent operating current is returned to the output terminal. This imposes the requirement for a minimum load current. If the load current is less than this minimum, the output voltage will rise.

Since the LM317 is a floating regulator, it is only the voltage differential across the circuit which is important to performance, and operation at high voltages with respect to ground is possible.

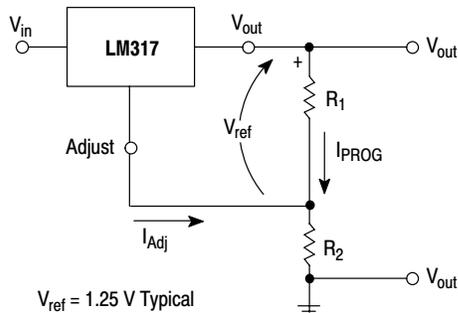


Figure 17. Basic Circuit Configuration

**Load Regulation**

The LM317 is capable of providing extremely good load regulation, but a few precautions are needed to obtain maximum performance. For best performance, the programming resistor ( $R_1$ ) should be connected as close to the regulator as possible to minimize line drops which effectively appear in series with the reference, thereby degrading regulation. The ground end of  $R_2$  can be returned near the load ground to provide remote ground sensing and improve load regulation.

**External Capacitors**

A 0.1  $\mu$ F disc or 1.0  $\mu$ F tantalum input bypass capacitor ( $C_{in}$ ) is recommended to reduce the sensitivity to input line impedance.

The adjustment terminal may be bypassed to ground to improve ripple rejection. This capacitor ( $C_{Adj}$ ) prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. A 10  $\mu$ F capacitor should improve ripple rejection about 15 dB at 120 Hz in a 10 V application.

Although the LM317 is stable with no output capacitance, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. An output capacitance ( $C_O$ ) in the form of a 1.0  $\mu$ F tantalum or 25  $\mu$ F aluminum electrolytic capacitor on the output swamps this effect and insures stability.

**Protection Diodes**

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator.

Figure 18 shows the LM317 with the recommended protection diodes for output voltages in excess of 25 V or high capacitance values ( $C_O > 25 \mu$ F,  $C_{Adj} > 10 \mu$ F). Diode  $D_1$  prevents  $C_O$  from discharging thru the IC during an input short circuit. Diode  $D_2$  protects against capacitor  $C_{Adj}$  discharging through the IC during an output short circuit. The combination of diodes  $D_1$  and  $D_2$  prevents  $C_{Adj}$  from discharging through the IC during an input short circuit.

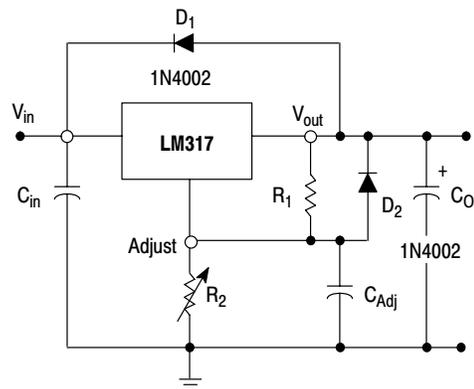


Figure 18. Voltage Regulator with Protection Diodes

# LM317

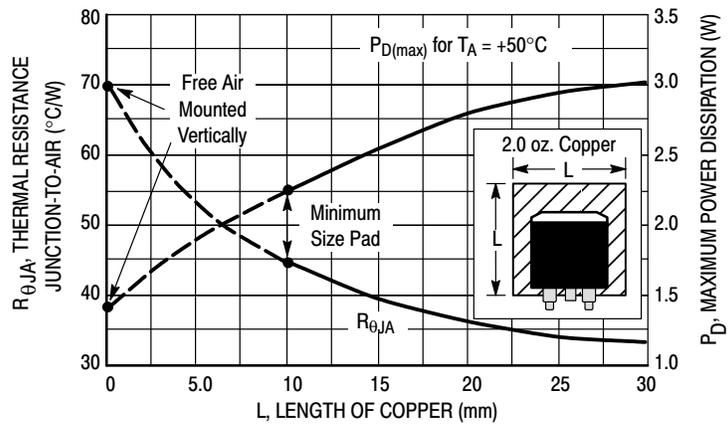
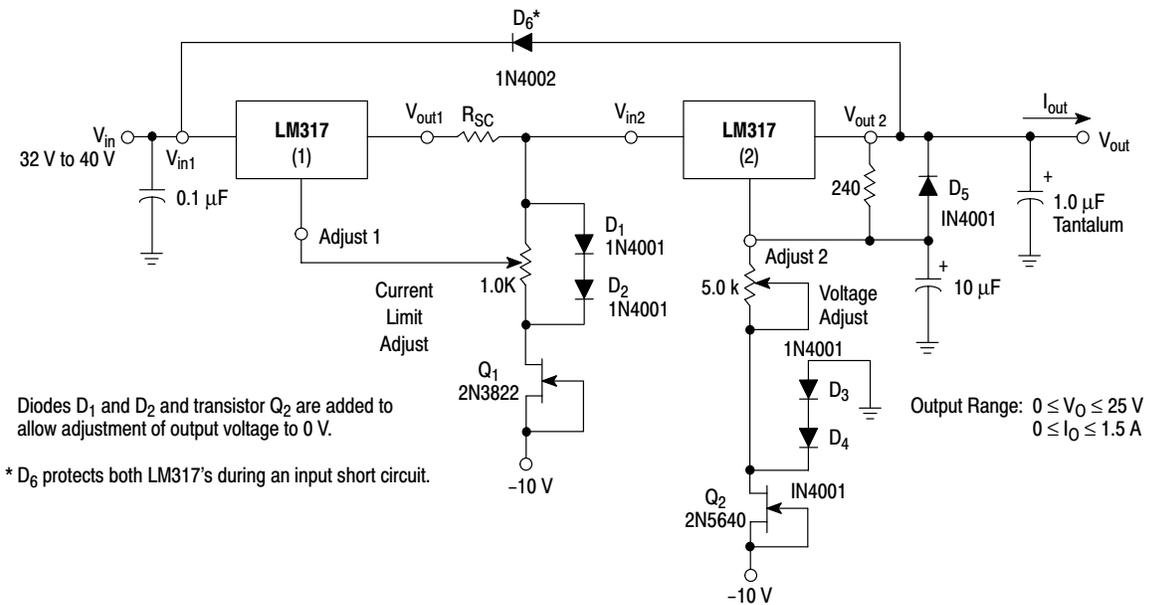


Figure 19. D<sup>2</sup>PAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length



Diodes  $D_1$  and  $D_2$  and transistor  $Q_2$  are added to allow adjustment of output voltage to 0 V.

\*  $D_6$  protects both LM317's during an input short circuit.

Figure 20. "Laboratory" Power Supply with Adjustable Current Limit and Output Voltage

# LM317

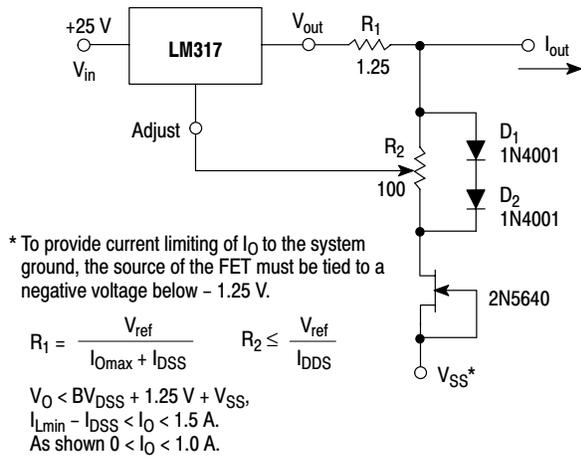


Figure 21. Adjustable Current Limiter

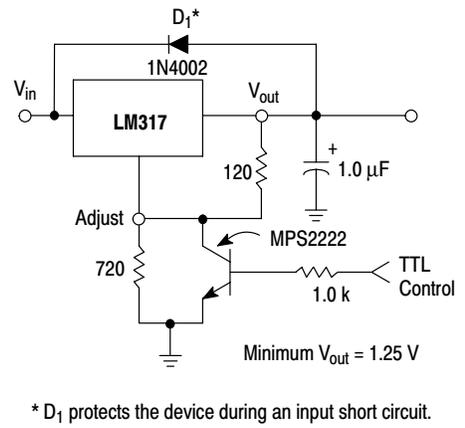


Figure 22. 5.0 V Electronic Shutdown Regulator

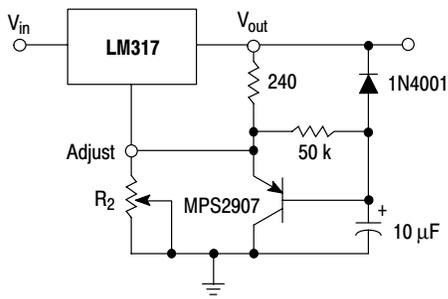


Figure 23. Slow Turn-On Regulator

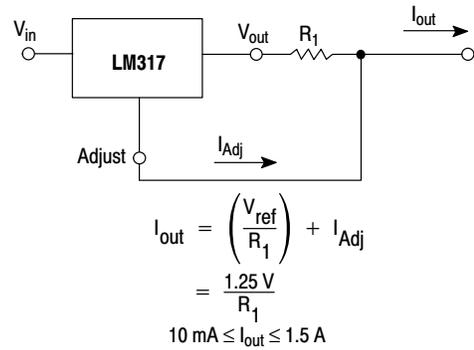
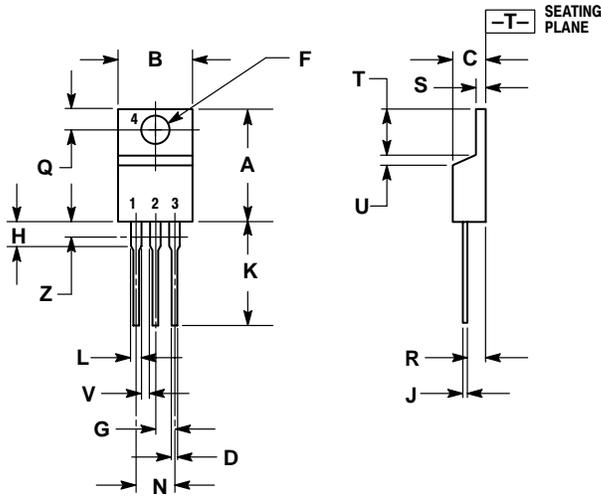


Figure 24. Current Regulator

# LM317

## PACKAGE DIMENSIONS

### T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 221A-09 ISSUE AA

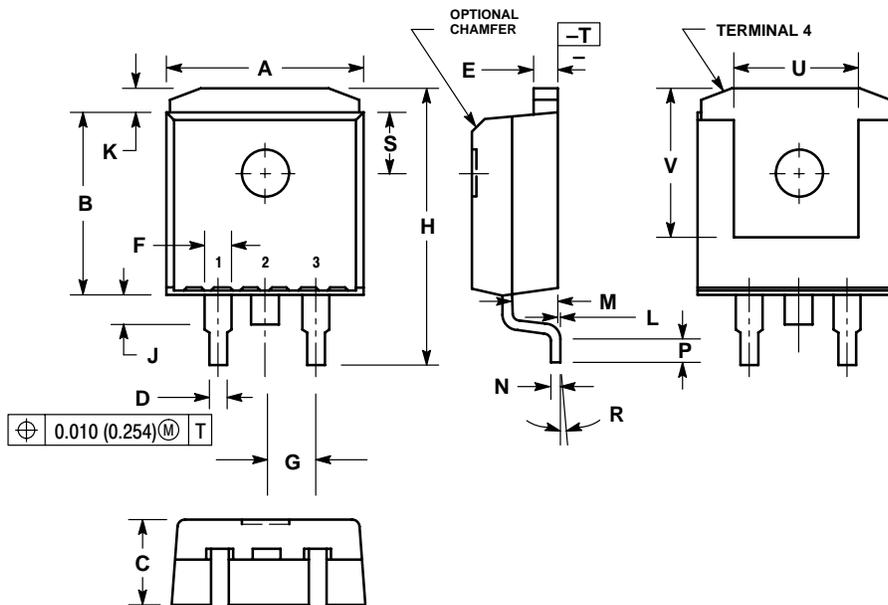


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04

### D2T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 936-03 (D<sup>2</sup>PAK) ISSUE B



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. TAB CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS A AND K.
4. DIMENSIONS U AND V ESTABLISH A MINIMUM MOUNTING SURFACE FOR TERMINAL 4.
5. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR GATE PROTRUSIONS. MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.025 (0.635) MAXIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.386	0.403	9.804	10.236
B	0.356	0.368	9.042	9.347
C	0.170	0.180	4.318	4.572
D	0.026	0.036	0.660	0.914
E	0.045	0.055	1.143	1.397
F	0.051 REF		1.295 REF	
G	0.100 BSC		2.540 BSC	
H	0.539	0.579	13.691	14.707
J	0.125 MAX		3.175 MAX	
K	0.050 REF		1.270 REF	
L	0.000	0.010	0.000	0.254
M	0.088	0.102	2.235	2.591
N	0.018	0.026	0.457	0.660
P	0.058	0.078	1.473	1.981
R	5° REF		5° REF	
S	0.116 REF		2.946 REF	
U	0.200 MIN		5.080 MIN	
V	0.250 MIN		6.350 MIN	

**Notes**

**ON Semiconductor** and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

### Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
**Phone:** 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
**Fax:** 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
**Email:** ONlit@hibbertco.com

**N. American Technical Support:** 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

**JAPAN:** ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
**Phone:** 81-3-5740-2700  
**Email:** r14525@onsemi.com

**ON Semiconductor Website:** <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.



The Infinite Bandwidth Company™

# MIC29150/29300/29500/29750 Series

## High-Current Low-Dropout Regulators

### General Description

The MIC29150/29300/29500/29750 are high current, high accuracy, low-dropout voltage regulators. Using Micrel's proprietary Super Beta PNP™ process with a PNP pass element, these regulators feature 300mV to 370mV (full load) dropout voltages and very low ground current. Designed for high current loads, these devices also find applications in lower current, extremely low dropout-critical systems, where their tiny dropout voltage and ground current values are important attributes.

The MIC29150/29300/29500/29750 are fully protected against overcurrent faults, reversed input polarity, reversed lead insertion, overtemperature operation, and positive and negative transient voltage spikes. Five pin fixed voltage versions feature logic level ON/OFF control and an error flag which signals whenever the output falls out of regulation. Flagged states include low input voltage (dropout), output current limit, overtemperature shutdown, and extremely high voltage spikes on the input.

On the MIC29xx1 and MIC29xx2, the ENABLE pin may be tied to  $V_{IN}$  if it is not required for ON/OFF control. The MIC29150/29300/29500 are available in 3- and 5-pin TO-220 and surface mount TO-263 packages. The MIC29750 7.5A regulators are available in 3- and 5-pin TO-247 packages.

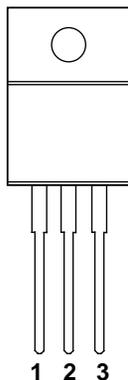
### Features

- High Current Capability  
MIC29150/29151/29152/29153 ..... 1.5A  
MIC29300/29301/29302/29303 ..... 3A  
MIC29500/29501/29502/29503 ..... 5A  
MIC29750/29751/29752 ..... 7.5A
- Low-Dropout Voltage ..... 350mV at Full Load
- Low Ground Current
- Accurate 1% Guaranteed Tolerance
- Extremely Fast Transient Response
- Reverse-battery and "Load Dump" Protection
- Zero-Current Shutdown Mode (5-Pin versions)
- Error Flag Signals Output Out-of-Regulation (5-Pin versions)
- Also Characterized For Smaller Loads With Industry-Leading Performance Specifications
- Fixed Voltage and Adjustable Versions

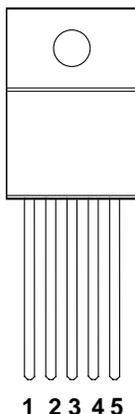
### Applications

- Battery Powered Equipment
- High-Efficiency "Green" Computer Systems
- Automotive Electronics
- High-Efficiency Linear Power Supplies
- High-Efficiency Post-Regulator For Switching Supply

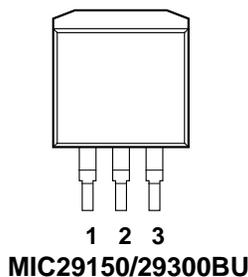
### Pin Configuration



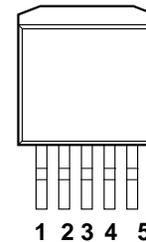
MIC29150/29300/  
29500BT and  
MIC29750BWT



MIC29151/29152/29153BT  
MIC29301/29302/29303BT  
MIC29501/29502/29503BT  
MIC29751/29752BWT



MIC29150/29300BU



MIC29151/29152/29153BU  
MIC29301/29302/29303BU  
MIC29501/29502/29503BU

**Pinout** On all devices, the Tab is grounded.

**MIC29150/29300/29500/29750 Three Terminal Devices:**

Pin 1 = Input, 2 = Ground, 3 = Output

**MIC29151/29301/29501/29751 Five Terminal Fixed Voltage Devices:**

Pin 1 = Enable, 2 = Input, 3 = Ground, 4 = Output, 5 = Flag

**MIC29152/29302/29502/29752 Adjustable with ON/OFF Control**

Pin 1 = Enable, 2 = Input, 3 = Ground, 4 = Output, 5 = Adjust

**MIC29153/29303/29503 Adjustable with Flag**

Pin 1 = Flag, 2 = Input, 3 = Ground, 4 = Output, 5 = Adjust

## Ordering Information

Part Number	Temp. Range*	Volts	Current	Package
MIC29150-3.3BT	-40 to +125°C	3.3	1.5A	TO-220
MIC29150-4.2BT	-40 to +125°C	4.2	1.5A	TO-220
MIC29150-5.0BT	-40 to +125°C	5.0	1.5A	TO-220
MIC29150-12BT	-40 to +125°C	12	1.5A	TO-220
MIC29150-3.3BU	-40 to +125°C	3.3	1.5A	TO-263
MIC29150-5.0BU	-40 to +125°C	5.0	1.5A	TO-263
MIC29150-12BU	-40 to +125°C	12	1.5A	TO-263
MIC29151-3.3BT	-40 to +125°C	3.3	1.5A	TO-220-5
MIC29151-5.0BT	-40 to +125°C	5.0	1.5A	TO-220-5
MIC29151-12BT	-40 to +125°C	12	1.5A	TO-220-5
MIC29151-3.3BU	-40 to +125°C	3.3	1.5A	TO-263-5
MIC29151-5.0BU	-40 to +125°C	5.0	1.5A	TO-263-5
MIC29151-12BU	-40 to +125°C	12	1.5A	TO-263-5
MIC29152BT	-40 to +125°C	Adj	1.5A	TO-220-5
MIC29152BU	-40 to +125°C	Adj	1.5A	TO-263-5
MIC29153BT	-40 to +125°C	Adj	1.5A	TO-220-5
MIC29153BU	-40 to +125°C	Adj	1.5A	TO-263-5
MIC29300-3.3BT	-40 to +125°C	3.3	3.0A	TO-220
MIC29300-5.0BT	-40 to +125°C	5.0	3.0A	TO-220
MIC29300-12BT	-40 to +125°C	12	3.0A	TO-220
MIC29300-3.3BU	-40 to +125°C	3.3	3.0A	TO-263
MIC29300-5.0BU	-40 to +125°C	5.0	3.0A	TO-263
MIC29300-12BU	-40 to +125°C	12	3.0A	TO-263
MIC29301-3.3BT	-40 to +125°C	3.3	3.0A	TO-220-5
MIC29301-5.0BT	-40 to +125°C	5.0	3.0A	TO-220-5
MIC29301-12BT	-40 to +125°C	12	3.0A	TO-220-5
MIC29301-3.3BU	-40 to +125°C	3.3	3.0A	TO-263-5
MIC29301-5.0BU	-40 to +125°C	5.0	3.0A	TO-263-5
MIC29301-12BU	-40 to +125°C	12	3.0A	TO-263-5
MIC29302BT	-40 to +125°C	Adj	3.0A	TO-220-5
MIC29302BU	-40 to +125°C	Adj	3.0A	TO-263-5
MIC29303BT	-40 to +125°C	Adj	3.0A	TO-220-5
MIC29303BU	-40 to +125°C	Adj	3.0A	TO-263-5

\* Junction Temperature

Part Number	Temp. Range*	Volts	Current	Package
MIC29500-3.3BT	-40 to +125°C	3.3	5.0A	TO-220
MIC29500-5.0BT	-40 to +125°C	5.0	5.0A	TO-220
MIC29501-3.3BT	-40 to +125°C	3.3	5.0A	TO-220-5
MIC29501-5.0BT	-40 to +125°C	5.0	5.0A	TO-220-5
MIC29501-3.3BU	-40 to +125°C	3.3	5.0A	TO-263-5
MIC29501-5.0BU	-40 to +125°C	5.0	5.0A	TO-263-5
MIC29502BT	-40 to +125°C	Adj	5.0A	TO-220-5
MIC29502BU	-40 to +125°C	Adj	5.0A	TO-263-5
MIC29503BT	-40 to +125°C	Adj	5.0A	TO-220-5
MIC29503BU	-40 to +125°C	Adj	5.0A	TO-263-5
MIC29750-3.3BWT	-40 to +125°C	3.3	7.5A	TO-247-3
MIC29750-5.0BWT	-40 to +125°C	5.0	7.5A	TO-247-3
MIC29751-3.3BWT	-40 to +125°C	3.3	7.5A	TO-247-5
MIC29751-5.0BWT	-40 to +125°C	5.0	7.5A	TO-247-5
MIC29752BWT	-40 to +125°C	Adj	7.5A	TO-247-5

MIC29xx0 versions are 3-terminal fixed voltage devices. MIC29xx1 are fixed voltage devices with ENABLE and ERROR flag. MIC29xx2 are adjustable regulators with ENABLE control. MIC29xx3 are adjustables with an ERROR flag.

**Absolute Maximum Ratings**

Power Dissipation .....	Internally Limited
Lead Temperature (Soldering, 5 seconds) .....	260°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to +150°C
Input Supply Voltage (Note 1) .....	-20V to +60V

**Operating Ratings**

Operating Junction Temperature .....	-40°C to +125°C
Maximum Operating Input Voltage .....	26V
TO-220 $\theta_{JC}$ .....	2°C/W
TO-263 $\theta_{JC}$ .....	2°C/W
TO-247 $\theta_{JC}$ .....	1.5°C/W

**Electrical Characteristics**

All measurements at  $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted. **Bold** values are guaranteed across the operating temperature range. Adjustable versions are programmed to 5.0V.

Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
Output Voltage	$I_O = 10\text{mA}$	-1		1	%
	$10\text{mA} \leq I_O \leq I_{FL}, (V_{OUT} + 1\text{V}) \leq V_{IN} \leq 26\text{V}$ (Note 2)	-2		<b>2</b>	%
Line Regulation	$I_O = 10\text{mA}, (V_{OUT} + 1\text{V}) \leq V_{IN} \leq 26\text{V}$		0.06	0.5	%
Load Regulation	$V_{IN} = V_{OUT} + 5\text{V}, 10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$ (Note 2, 6)		0.2	1	%
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Output Voltage (Note 6) Temperature Coef.		<b>20</b>	<b>100</b>	ppm/°C
Dropout Voltage	$\Delta V_{OUT} = -1\%$ , (Note 3)				
	MIC29150 $I_O = 100\text{mA}$		80	<b>200</b>	mV
	$I_O = 750\text{mA}$		220		
	$I_O = 1.5\text{A}$		350	<b>600</b>	
	MIC29300 $I_O = 100\text{mA}$		80	<b>175</b>	
	$I_O = 1.5\text{A}$		250		
	$I_O = 3\text{A}$		370	<b>600</b>	
	MIC29500 $I_O = 250\text{mA}$		125	<b>250</b>	
	$I_O = 2.5\text{A}$		250		
	$I_O = 5\text{A}$		370	<b>600</b>	
	MIC29750 $I_O = 250\text{mA}$		80	<b>200</b>	
	$I_O = 4\text{A}$		270		
$I_O = 7.5\text{A}$		425	<b>600</b>		
Ground Current	MIC29150 $I_O = 750\text{mA}, V_{IN} = V_{OUT} + 1\text{V}$		8	<b>20</b>	mA
	$I_O = 1.5\text{A}$		22		
	MIC29300 $I_O = 1.5\text{A}, V_{IN} = V_{OUT} + 1\text{V}$		10	<b>35</b>	mA
	$I_O = 3\text{A}$		37		
	MIC29500 $I_O = 2.5\text{A}, V_{IN} = V_{OUT} + 1\text{V}$		15	<b>50</b>	mA
	$I_O = 5\text{A}$		70		
	MIC29750 $I_O = 4\text{A}, V_{IN} = V_{OUT} + 1\text{V}$		35	<b>75</b>	mA
	$I_O = 7.5\text{A}$		120		
$I_{GNDDO}$ Ground Pin Current at Dropout	$V_{IN} = 0.5\text{V}$ less than specified $V_{OUT}, I_{OUT} = 10\text{mA}$				
	MIC29150		0.9		mA
	MIC29300		1.7		mA
	MIC29500		2.1		mA
	MIC29750		3.1		mA
Current Limit	MIC29150 $V_{OUT} = 0\text{V}$ (Note 4)		2.1	<b>3.5</b>	A
	MIC29300 $V_{OUT} = 0\text{V}$ (Note 4)		4.5	<b>5.0</b>	A
	MIC29500 $V_{OUT} = 0\text{V}$ (Note 4)		7.5	<b>10.0</b>	A
	MIC29750 $V_{OUT} = 0\text{V}$ (Note 4)		9.5	<b>15</b>	A
$e_n$ , Output Noise Voltage (10Hz to 100kHz) $I_L = 100\text{mA}$	$C_L = 10\mu\text{F}$		400		$\mu\text{V}$ (rms)
	$C_L = 33\mu\text{F}$		260		
Ground Current in Shutdown	MIC29150/1/2/3 only $V_{EN} = 0.4\text{V}$		2	10 <b>30</b>	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$

**Electrical Characteristics (Continued)****Reference MIC29xx2/MIC29xx3**

Parameter	Conditions	Min	Typical	Max	Units
Reference Voltage		1.228 <b>1.215</b>	1.240	1.252 <b>1.265</b>	V V max
Reference Voltage	(Note 8)	<b>1.203</b>		<b>1.277</b>	V
Adjust Pin Bias Current			40	80 <b>120</b>	nA
Reference Voltage Temperature Coefficient	(Note 7)		20		ppm/°C
Adjust Pin Bias Current Temperature Coefficient			0.1		nA/°C

**Flag Output (Error Comparator) MIC29xx1/29xx3**

Output Leakage Current	$V_{OH} = 26V$		0.01	1.00 <b>2.00</b>	$\mu A$
Output Low Voltage	Device set for 5V. $V_{IN} = 4.5V$ $I_{OL} = 250\mu A$		220	300 <b>400</b>	mV
Upper Threshold Voltage	Device set for 5V (Note 9)	40 <b>25</b>	60		mV
Lower Threshold Voltage	Device set for 5V (Note 9)		75	95 <b>140</b>	mV
Hysteresis	Device set for 5V (Note 9)		15		mV

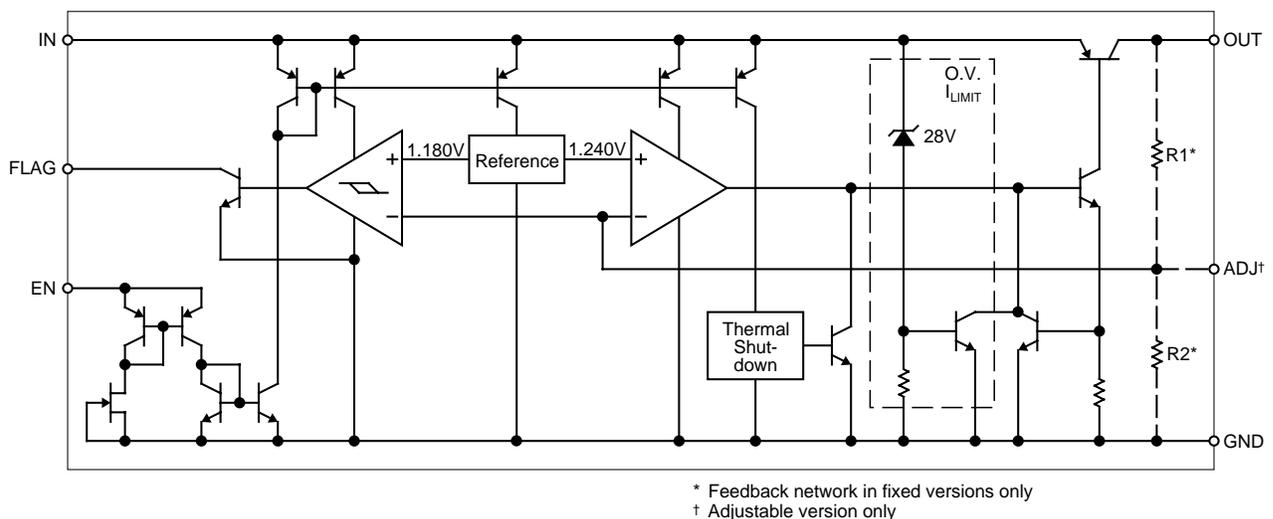
**ENABLE Input MIC29xx1/MIC29xx2**

Input Logic Voltage Low (OFF) High (ON)		<b>2.4</b>		<b>0.8</b>	V
Enable Pin Input Current	$V_{EN} = 26V$		100	600 <b>750</b>	$\mu A$
	$V_{EN} = 0.8V$			1 <b>2</b>	$\mu A$
Regulator Output Current in Shutdown	(Note 10)		10	<b>500</b>	$\mu A$

## Notes

- Note 1:** Maximum positive supply voltage of 60V must be of limited duration (<100msec) and duty cycle ( $\leq 1\%$ ). The maximum continuous supply voltage is 26V.
- Note 2:** Full Load current ( $I_{FL}$ ) is defined as 1.5A for the MIC29150, 3A for the MIC29300, 5A for the MIC29500, and 7.5A for the MIC29750 families.
- Note 3:** Dropout voltage is defined as the input-to-output differential when the output voltage drops to 99% of its nominal value with  $V_{OUT} + 1V$  applied to  $V_{IN}$ .
- Note 4:**  $V_{IN} = V_{OUT(nominal)} + 1V$ . For example, use  $V_{IN} = 4.3V$  for a 3.3V regulator or use 6V for a 5V regulator. Employ pulse-testing procedures to minimize temperature rise.
- Note 5:** Ground pin current is the regulator quiescent current. The total current drawn from the source is the sum of the load current plus the ground pin current.
- Note 6:** Output voltage temperature coefficient is defined as the worst case voltage change divided by the total temperature range.
- Note 7:** Thermal regulation is defined as the change in output voltage at a time T after a change in power dissipation is applied, excluding load or line regulation effects. Specifications are for a 200mA load pulse at  $V_{IN} = 20V$  (a 4W pulse) for T = 10ms.
- Note 8:**  $V_{REF} \leq V_{OUT} \leq (V_{IN} - 1V)$ ,  $2.3V \leq V_{IN} \leq 26V$ ,  $10mA < I_L \leq I_{FL}$ ,  $T_J \leq T_{JMAX}$ .
- Note 9:** Comparator thresholds are expressed in terms of a voltage differential at the Adjust terminal below the nominal reference voltage measured at 6V input. To express these thresholds in terms of output voltage change, multiply by the error amplifier gain =  $V_{OUT}/V_{REF} = (R1 + R2)/R2$ . For example, at a programmed output voltage of 5V, the Error output is guaranteed to go low when the output drops by  $95mV \times 5V/1.240V = 384mV$ . Thresholds remain constant as a percent of  $V_{OUT}$  as  $V_{OUT}$  is varied, with the dropout warning occurring at typically 5% below nominal, 7.7% guaranteed.
- Note 10:**  $V_{EN} \leq 0.8V$  and  $V_{IN} \leq 26V$ ,  $V_{OUT} = 0$ .
- Note 11:** When used in dual supply systems where the regulator load is returned to a negative supply, the output voltage must be diode clamped to ground.

## Block Diagram



## Typical Applications

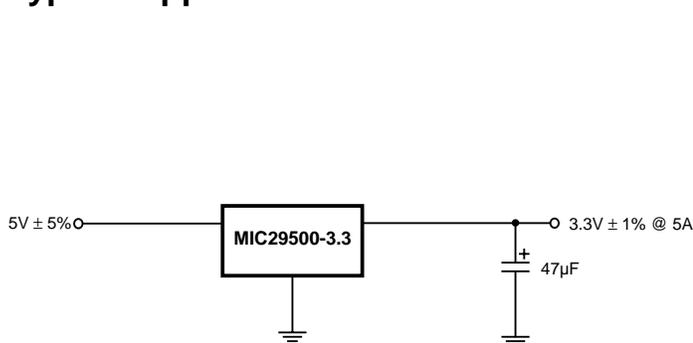


Figure 1. Fixed output voltage.

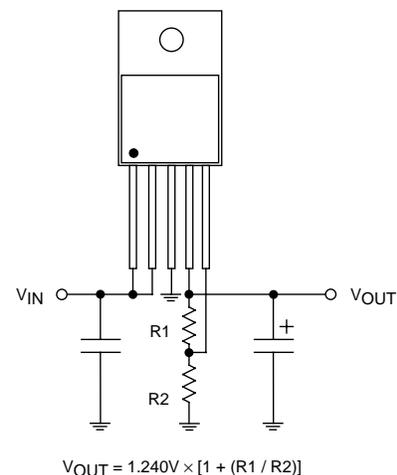
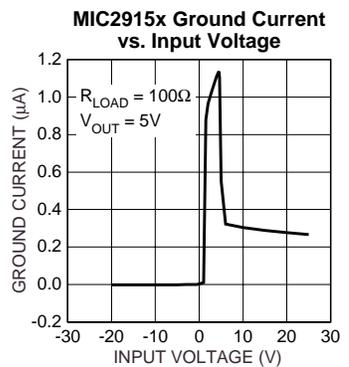
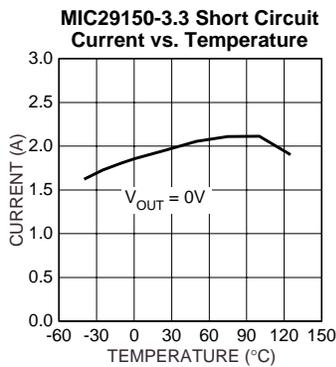
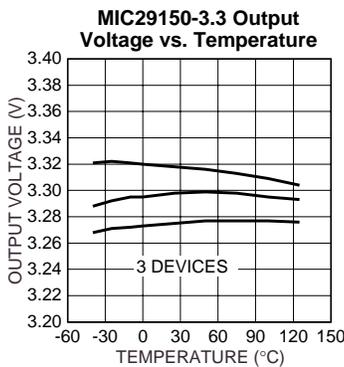
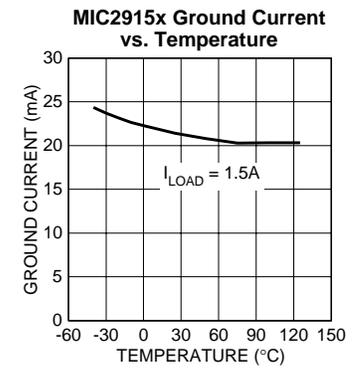
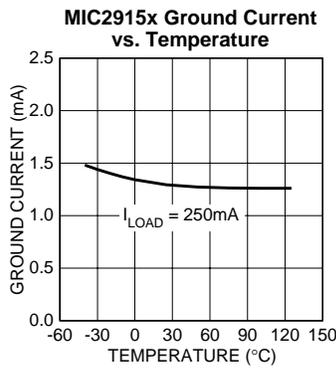
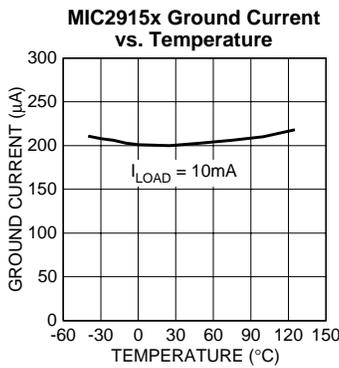
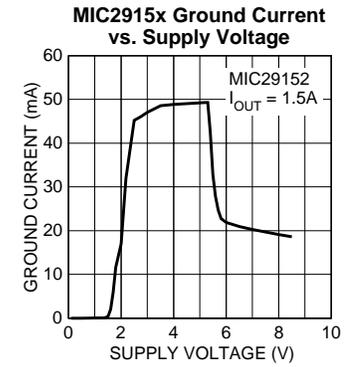
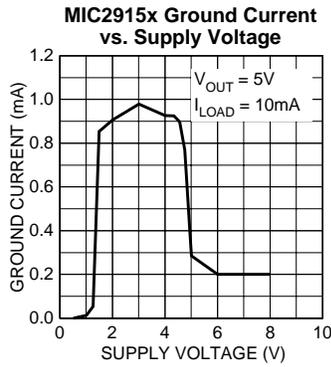
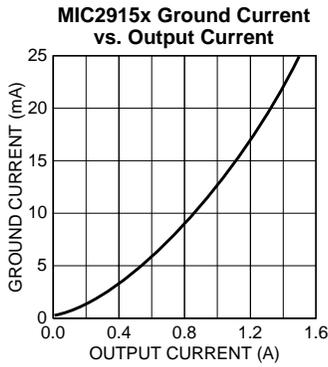
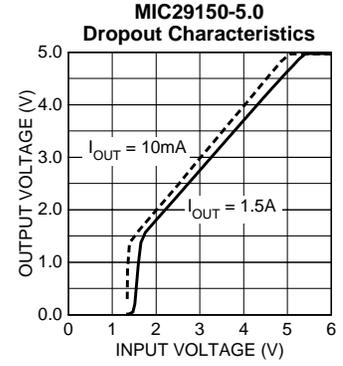
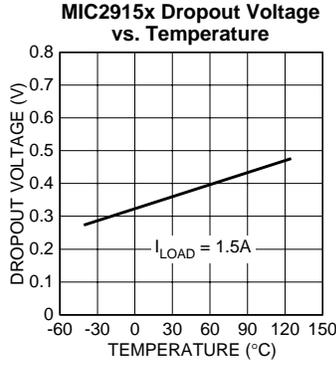
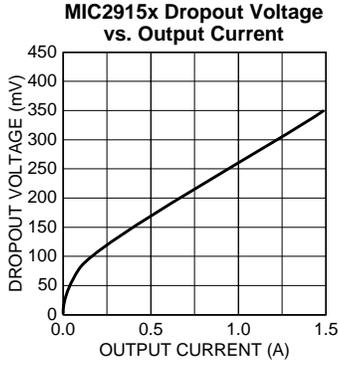
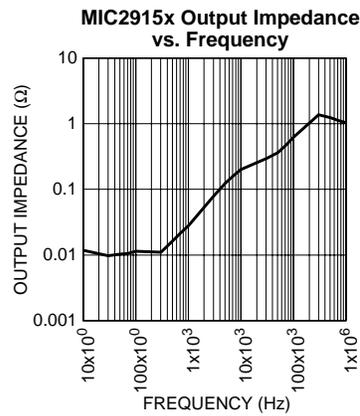
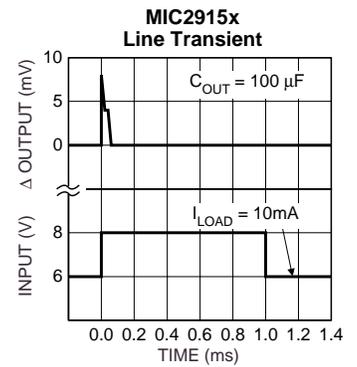
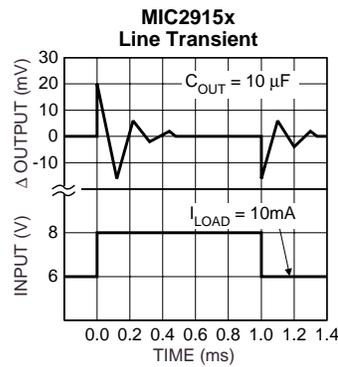
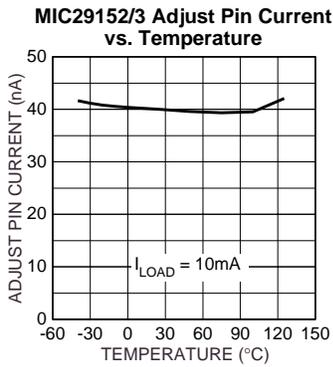
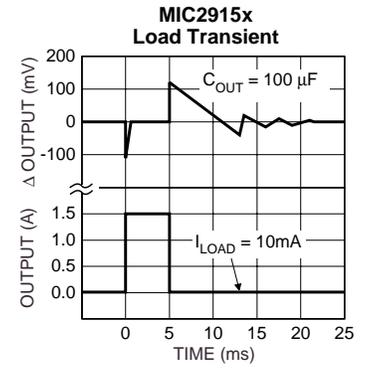
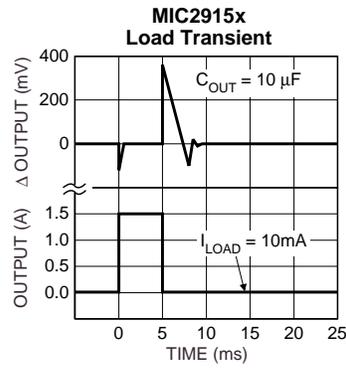
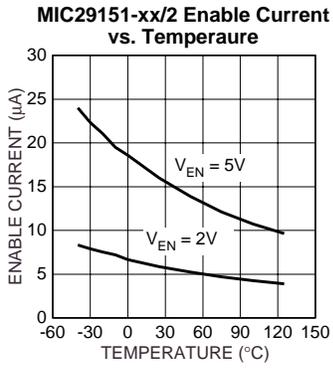


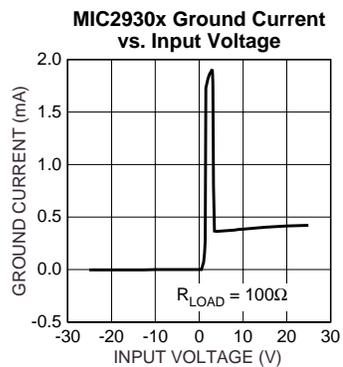
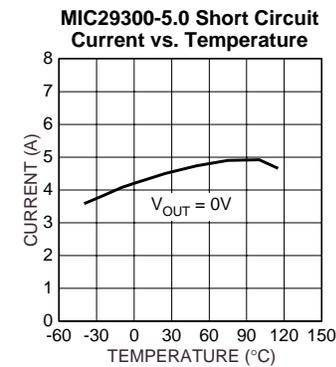
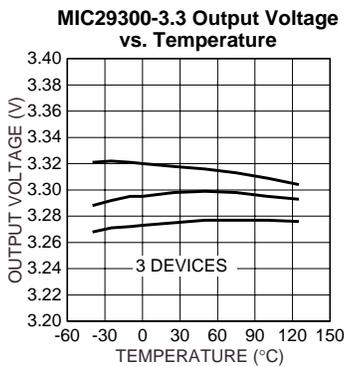
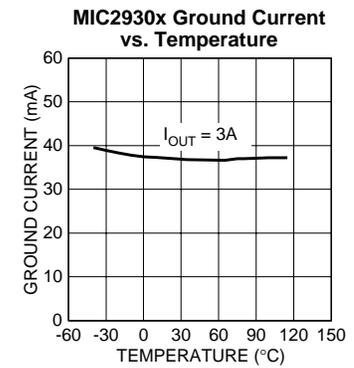
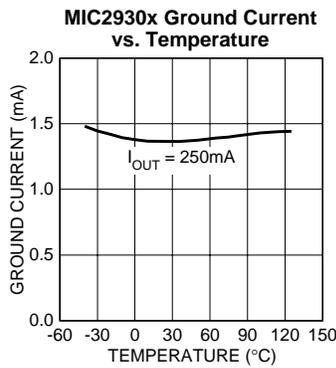
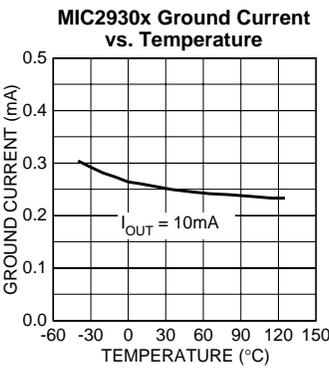
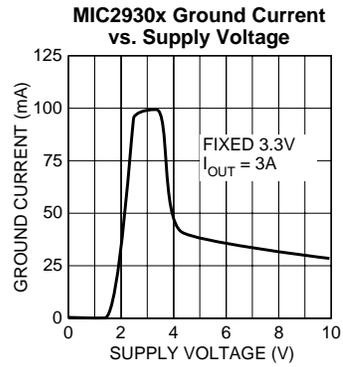
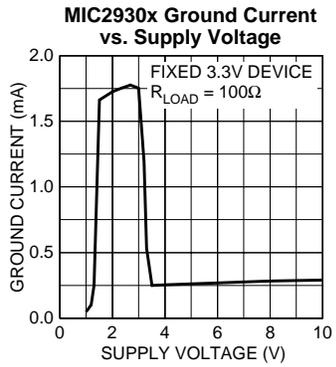
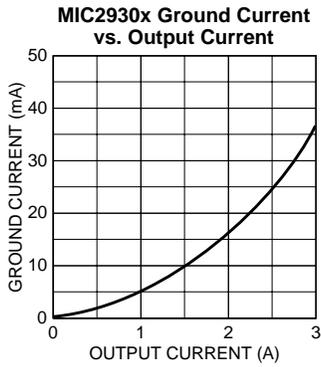
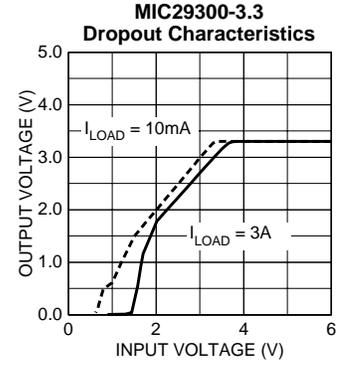
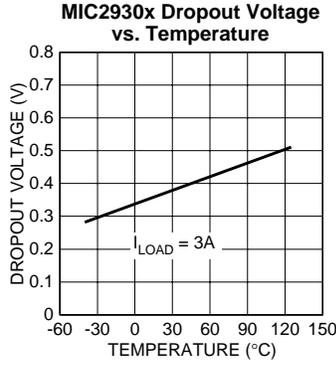
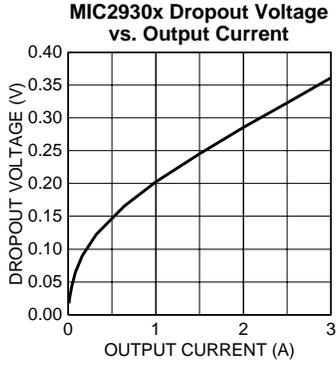
Figure 2. Adjustable output voltage configuration. For best results, the total series resistance should be small enough to pass the minimum regulator load current.

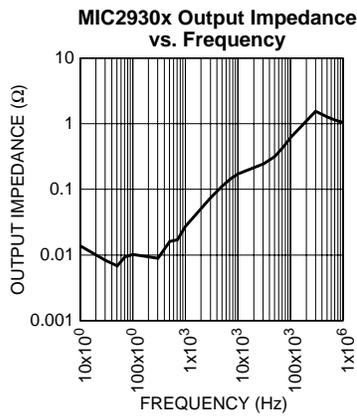
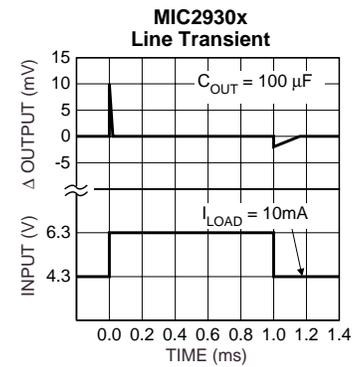
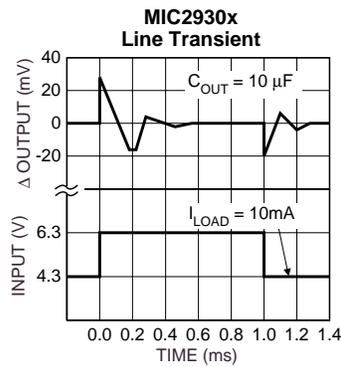
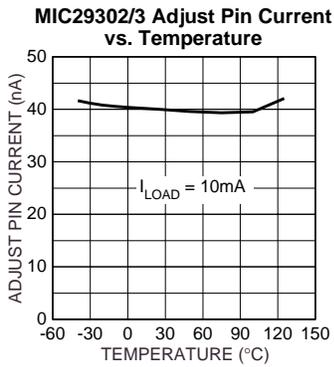
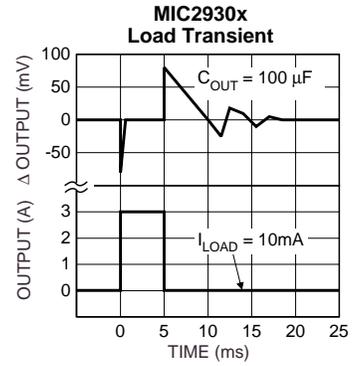
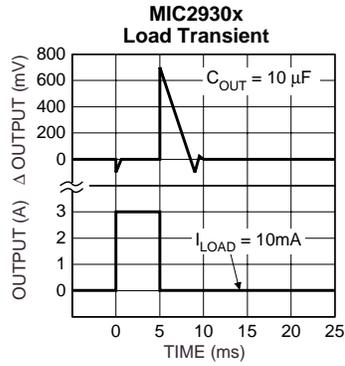
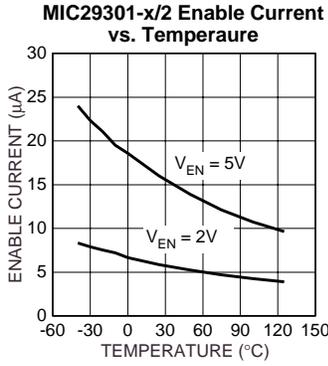
# Typical Characteristics MIC2915x



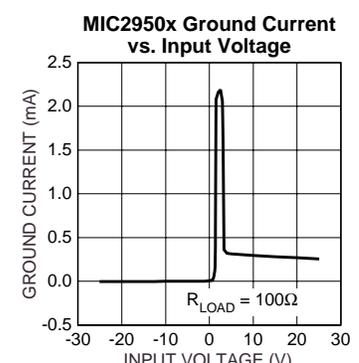
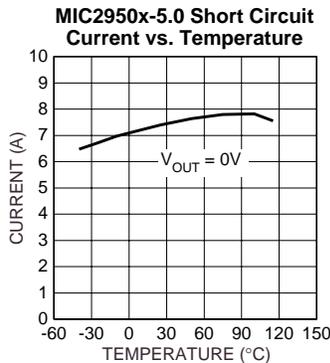
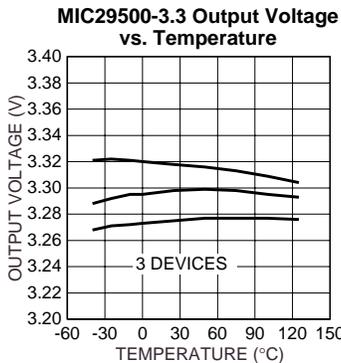
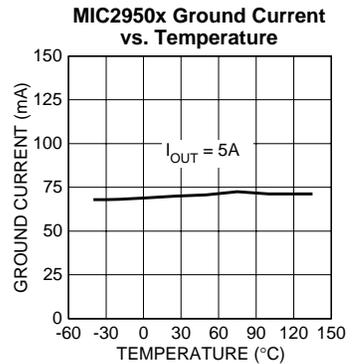
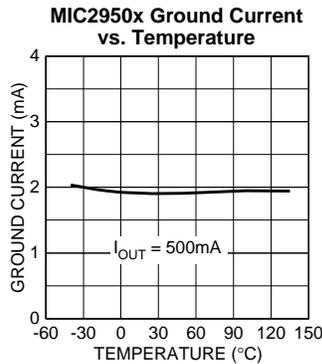
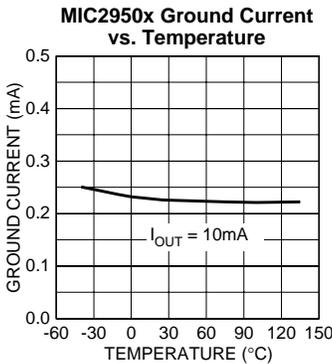
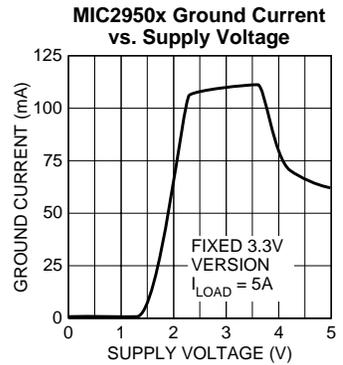
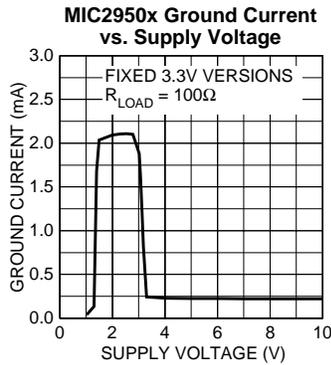
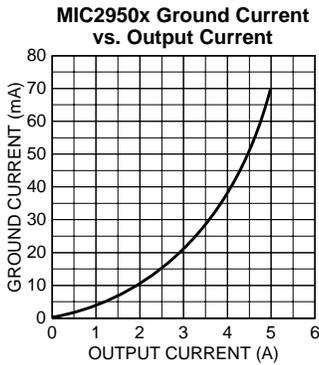
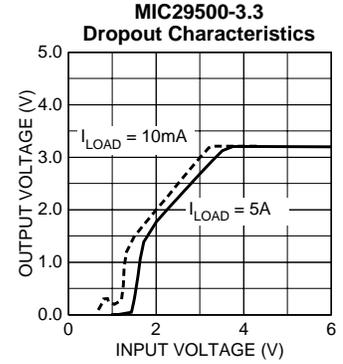
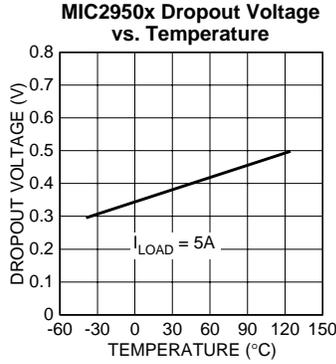
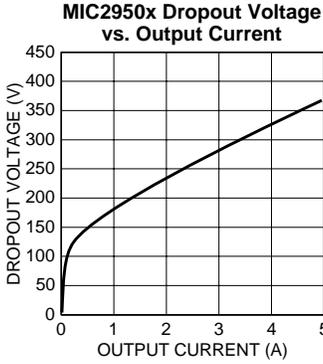


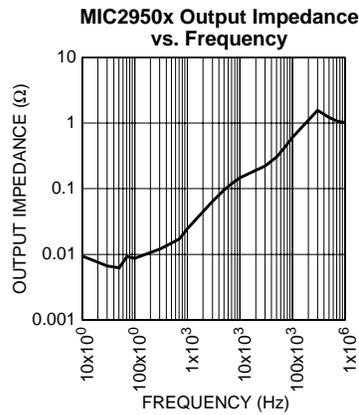
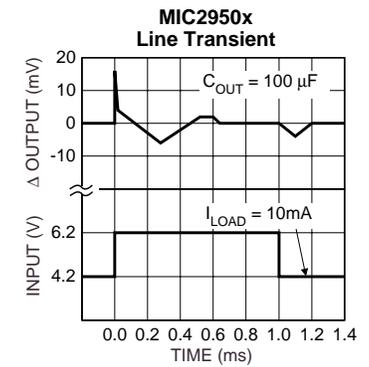
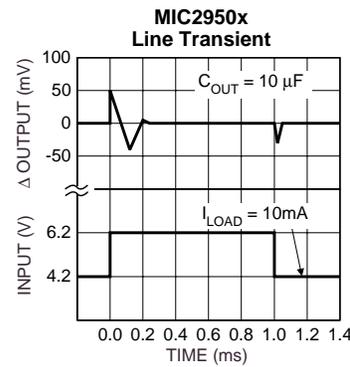
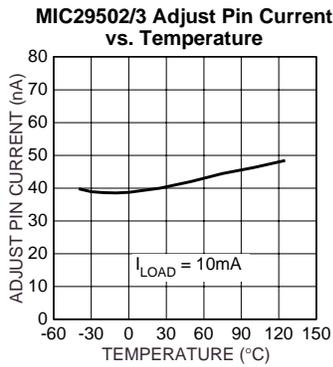
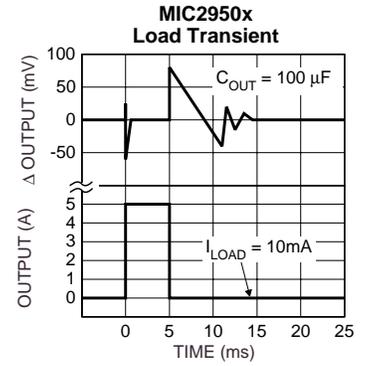
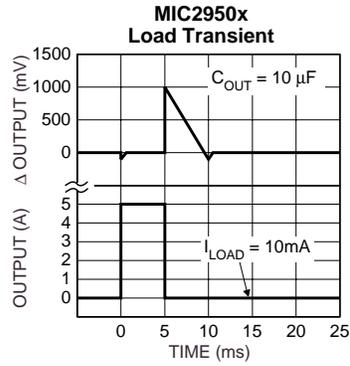
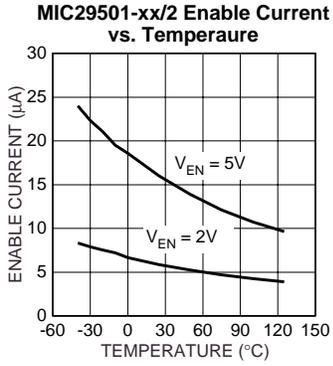
# Typical Characteristics MIC2930x



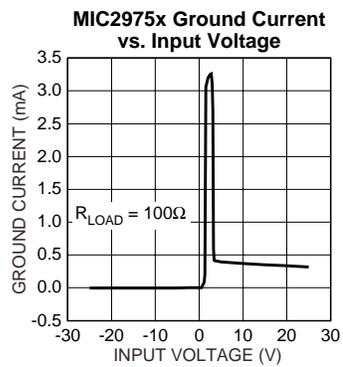
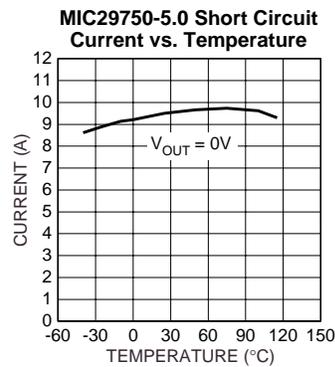
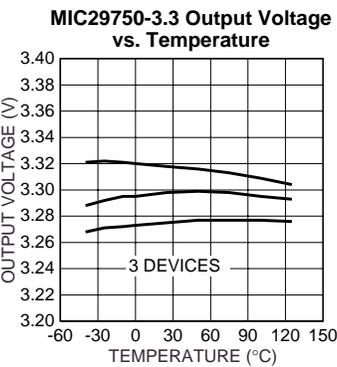
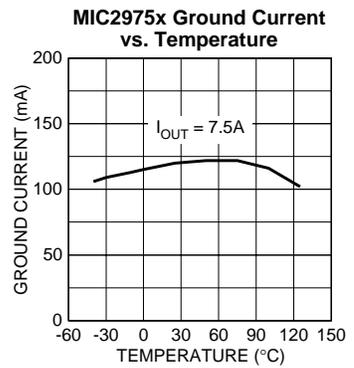
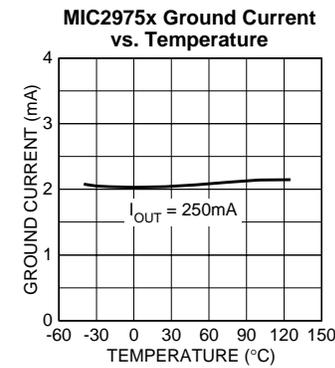
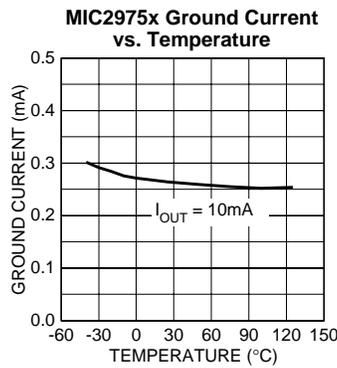
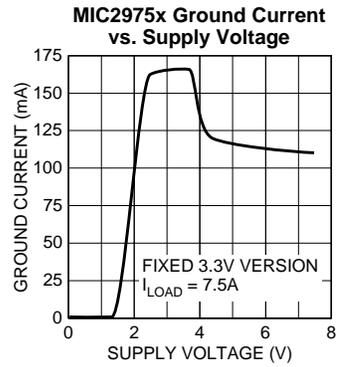
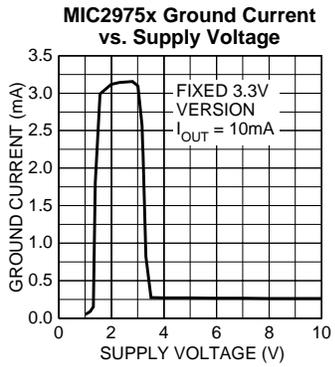
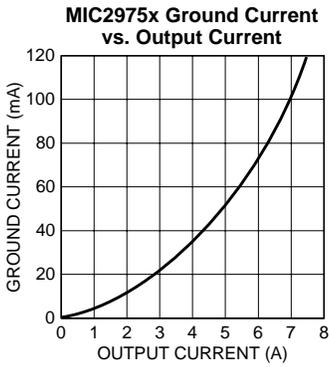
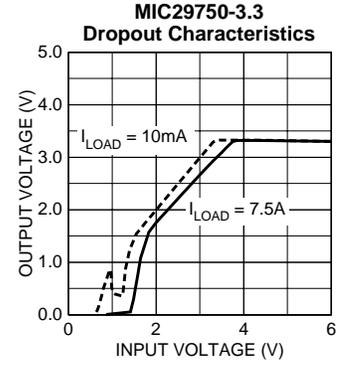
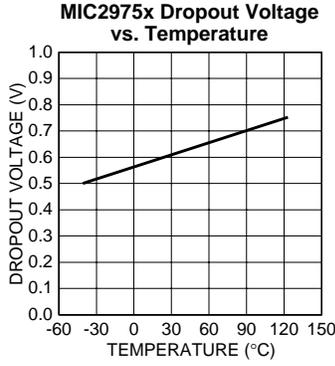
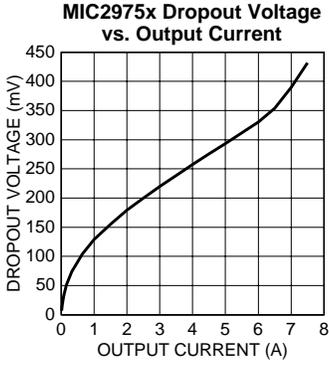


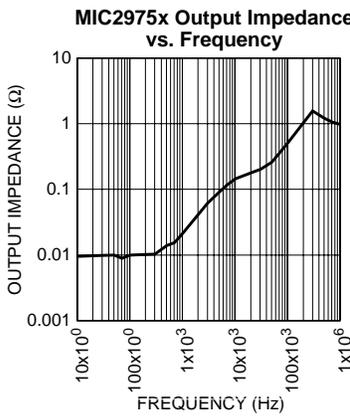
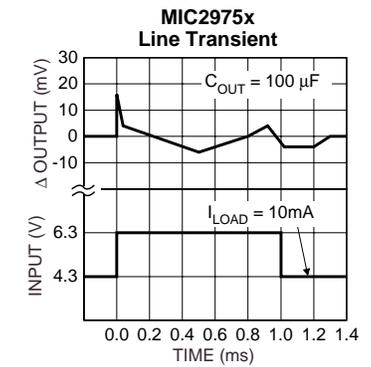
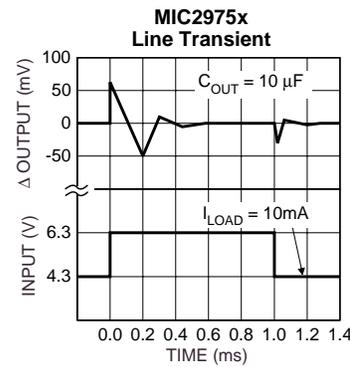
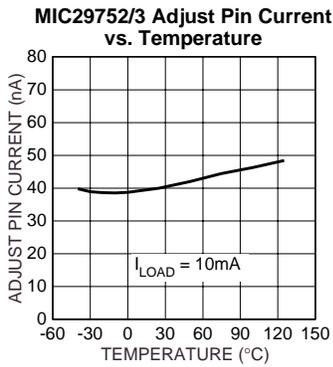
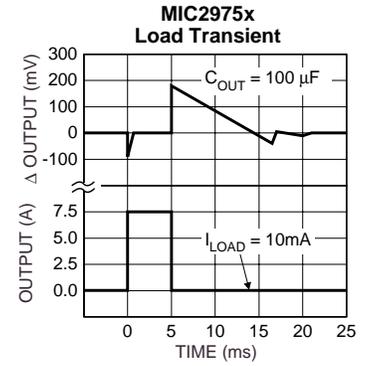
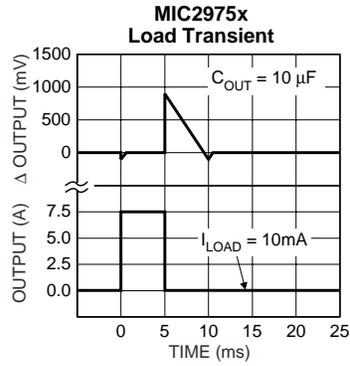
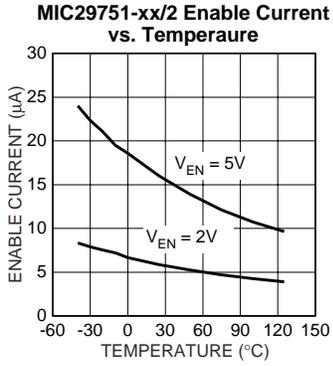
# Typical Characteristics MIC2950x





# Typical Characteristics MIC2975x





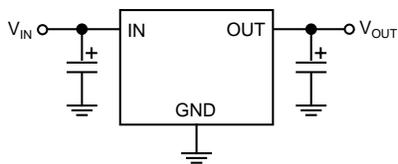
## Applications Information

The MIC29150/29300/29500/29750 are high performance low-dropout voltage regulators suitable for all moderate to high-current voltage regulator applications. Their 300mV to 400mV dropout voltage at full load make them especially valuable in battery powered systems and as high efficiency noise filters in “post-regulator” applications. Unlike older NPN-pass transistor designs, where the minimum dropout voltage is limited by the base-emitter voltage drop and collector-emitter saturation voltage, dropout performance of the PNP output of these devices is limited merely by the low  $V_{CE}$  saturation voltage.

A trade-off for the low dropout voltage is a varying base drive requirement. But Micrel's Super  $\beta$  PNP™ process reduces this drive requirement to merely 1% of the load current.

The MIC29150–29750 family of regulators is fully protected from damage due to fault conditions. Current limiting is provided. This limiting is linear; output current under overload conditions is constant. Thermal shutdown disables the device when the die temperature exceeds the 125°C maximum safe operating temperature. Transient protection allows device (and load) survival even when the input voltage spikes between –20V and +60V. When the input voltage exceeds about 35V to 40V, the overvoltage sensor temporarily disables the regulator. The output structure of these regulators allows voltages in excess of the desired output voltage to be applied without reverse current flow. MIC29xx1 and MIC29xx2 versions offer a logic level ON/OFF control: when disabled, the devices draw nearly zero current.

An additional feature of this regulator family is a common pinout: a design's current requirement may change up or down yet use the same board layout, as all of these regulators have identical pinouts.



**Figure 3. Linear regulators require only two capacitors for operation.**

### Thermal Design

Linear regulators are simple to use. The most complicated design parameters to consider are thermal characteristics. Thermal design requires the following application-specific parameters:

- Maximum ambient temperature,  $T_A$
- Output Current,  $I_{OUT}$
- Output Voltage,  $V_{OUT}$
- Input Voltage,  $V_{IN}$

First, we calculate the power dissipation of the regulator from these numbers and the device parameters from this datasheet.

$$P_D = I_{OUT} (1.01 V_{IN} - V_{OUT})$$

Where the ground current is approximated by 1% of  $I_{OUT}$ . Then the heat sink thermal resistance is determined with this formula:

$$\theta_{SA} = \frac{T_{JMAX} - T_A}{P_D} - (\theta_{JC} + \theta_{CS})$$

Where  $T_{JMAX} \leq 125^\circ\text{C}$  and  $\theta_{CS}$  is between 0 and  $2^\circ\text{C/W}$ .

The heat sink may be significantly reduced in applications where the minimum input voltage is known and is large compared with the dropout voltage. Use a series input resistor to drop excessive voltage and distribute the heat between this resistor and the regulator. The low dropout properties of Micrel Super  $\beta$  PNP regulators allow very significant reductions in regulator power dissipation and the associated heat sink without compromising performance. When this technique is employed, a capacitor of at least 0.1 $\mu\text{F}$  is needed directly between the input and regulator ground.

Please refer to Application Note 9 and Application Hint 17 for further details and examples on thermal design and heat sink specification.

### Capacitor Requirements

For stability and minimum output noise, a capacitor on the regulator output is necessary. The value of this capacitor is dependent upon the output current; lower currents allow smaller capacitors. MIC29150–29750 regulators are stable with the following minimum capacitor values at full load:

Device	Full Load Capacitor
MIC29150 .....	10 $\mu\text{F}$
MIC29300 .....	10 $\mu\text{F}$
MIC29500 .....	10 $\mu\text{F}$
MIC29750 .....	22 $\mu\text{F}$

This capacitor need not be an expensive low ESR type: aluminum electrolytics are adequate. In fact, extremely low ESR capacitors may contribute to instability. Tantalum capacitors are recommended for systems where fast load transient response is important.

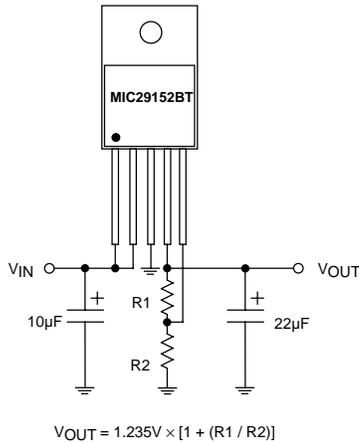
Where the regulator is powered from a source with a high AC impedance, a 0.1 $\mu\text{F}$  capacitor connected between Input and GND is recommended. This capacitor should have good characteristics to above 250kHz.

### Minimum Load Current

The MIC29150–29750 regulators are specified between finite loads. If the output current is too small, leakage currents dominate and the output voltage rises. The following minimum load current swamps any expected leakage current across the operating temperature range:

<b>Device</b>	<b>Minimum Load</b>
MIC29150 .....	5mA
MIC29300 .....	7mA
MIC29500 .....	10mA
MIC29750 .....	10mA

### Adjustable Regulator Design



**Figure 4. Adjustable Regulator with Resistors**

The adjustable regulator versions, MIC29xx2 and MIC29xx3, allow programming the output voltage anywhere between 1.25V and the 26V maximum operating rating of the family.

Two resistors are used. Resistors can be quite large, up to 1MΩ, because of the very high input impedance and low bias current of the sense comparator: The resistor values are calculated by:

$$R_1 = R_2 \left( \frac{V_{OUT}}{1.240} - 1 \right)$$

Where  $V_O$  is the desired output voltage. Figure 4 shows component definition. Applications with widely varying load currents may scale the resistors to draw the minimum load current required for proper operation (see above).

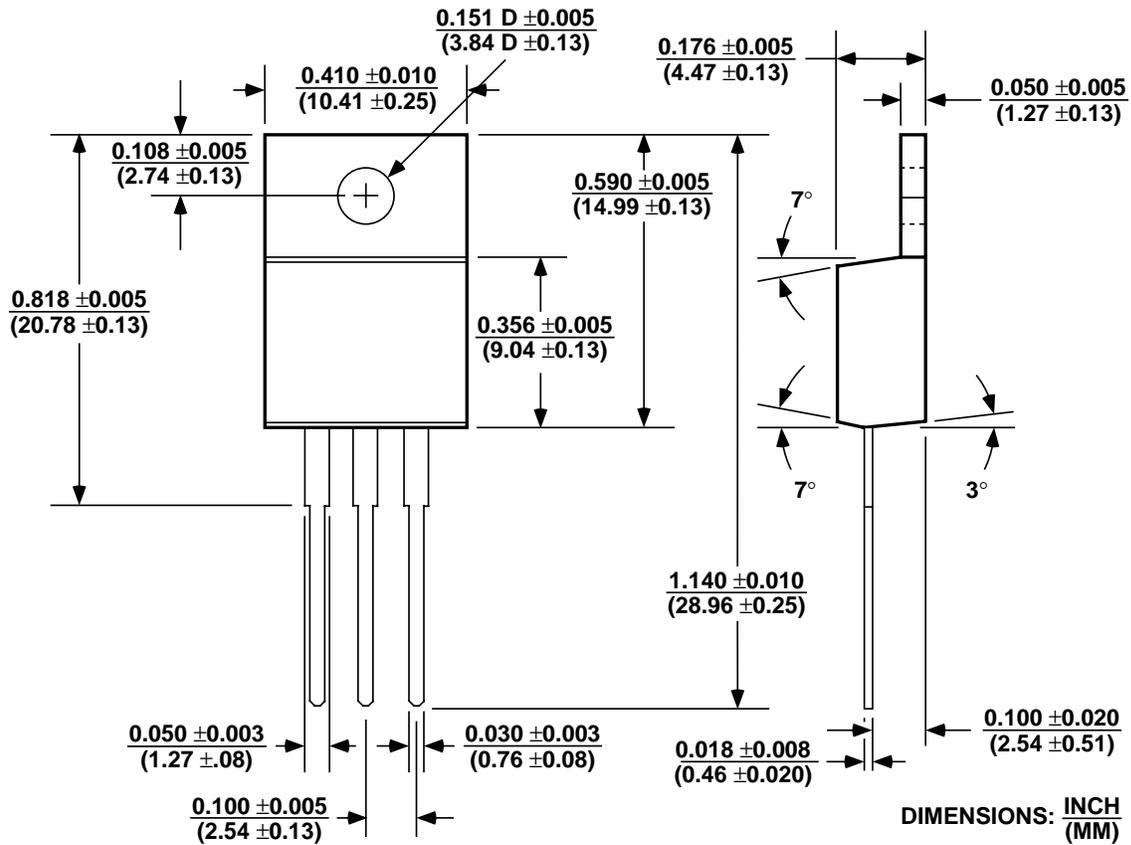
### Error Flag

MIC29xx1 and MIC29xx3 versions feature an Error Flag, which looks at the output voltage and signals an error condition when this voltage drops 5% below its expected value. The error flag is an open-collector output that pulls low under fault conditions. It may sink 10mA. Low output voltage signifies a number of possible problems, including an over-current fault (the device is in current limit) and low input voltage. The flag output is inoperative during overtemperature shutdown conditions.

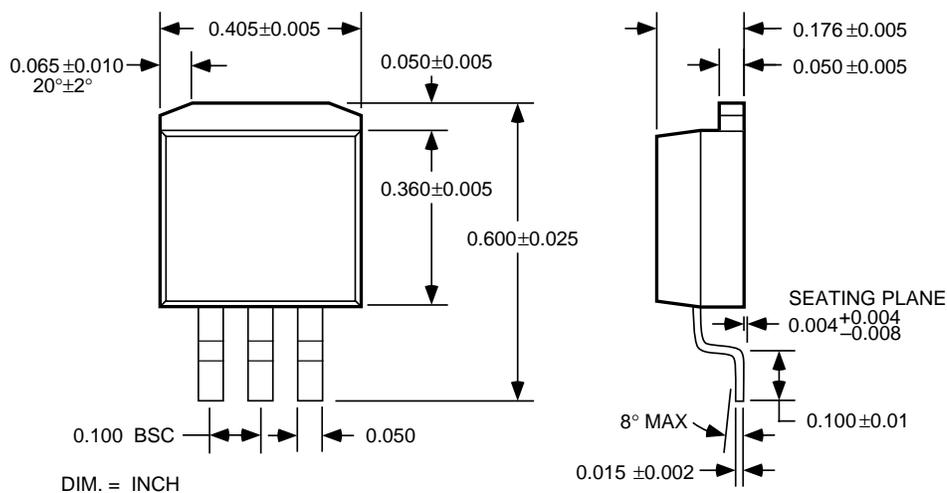
### Enable Input

MIC29xx1 and MIC29xx2 versions feature an enable (EN) input that allows ON/OFF control of the device. Special design allows “zero” current drain when the device is disabled—only microamperes of leakage current flows. The EN input has TTL/CMOS compatible thresholds for simple interfacing with logic, or may be directly tied to  $\leq 30V$ . Enabling the regulator requires approximately 20µA of current.

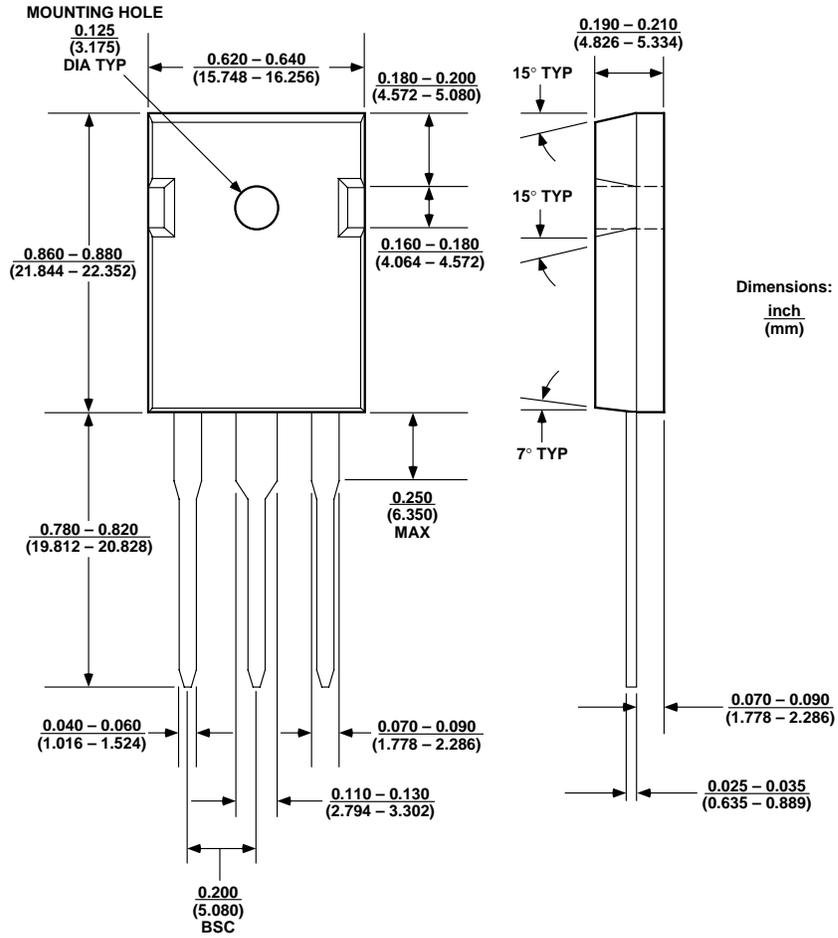
Package Information



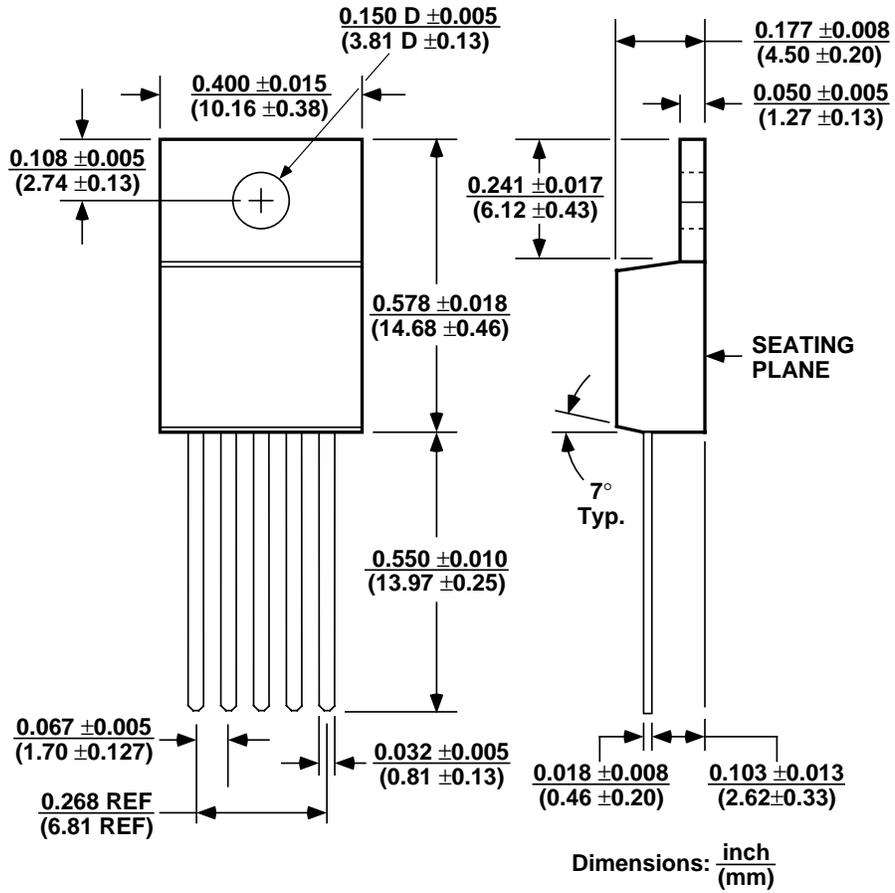
3-Lead TO-220 (T)



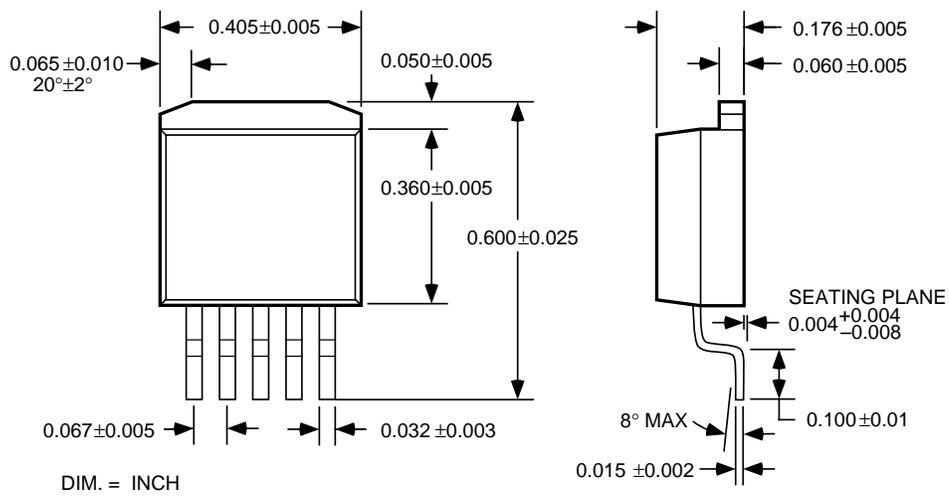
3-Lead TO-263 (U)



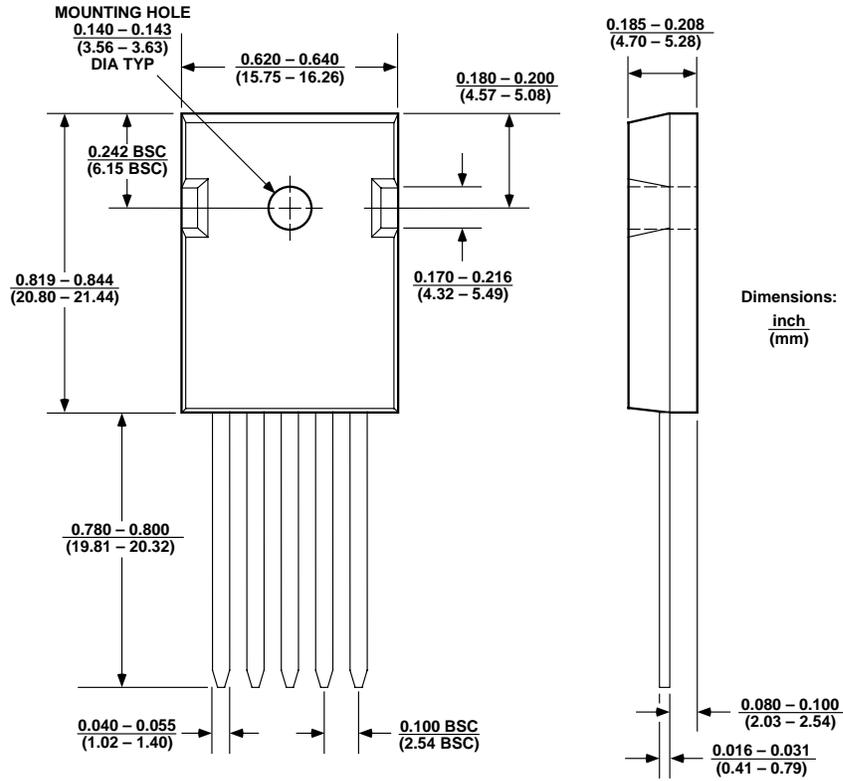
3-Lead TO-247 (WT)



5-Lead TO-220 (T)



5-Lead TO-263 (U)



5-Lead TO-247 (WT)

---

**MICREL INC. 1849 FORTUNE DRIVE SAN JOSE, CA 95131 USA**

TEL + 1 (408) 944-0800 FAX + 1 (408) 944-0970 WEB <http://www.micrel.com>

This information is believed to be accurate and reliable, however no responsibility is assumed by Micrel for its use nor for any infringement of patents or other rights of third parties resulting from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent right of Micrel Inc.

© 2000 Micrel Incorporated