Universidad de La Laguna

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA Y TECNOLOGÍA

Trabajo Fin de Grado

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR VARIADOR DC-AC

Titulación: Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Autores:
Néstor Gómez Tejera

Tutores:
Jonay Tomás Toledo Carrillo

INDICE GENERAL

INDICE DE FIGURAS 3
CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN GENERAL 4
1.1 Objetivo del trabajo final de grado 5
1.2 Abstract 6
1.3 Estructuración del circuito inversor dc-ac 7
1.4 Estructura de la memoria del proyecto 8
CAPÍTULO 2. DESCRIPCIÓN DETALLADA DEL CIRCUITO 10
2.1 Aspectos principales del circuito 11
2.2 Circuito parte 1 11
2.2.1 Funcionamiento tl494 12
2.2.2 Etapa push-pull 14
2.3 Circuito parte 2 14
2.3.1 Funcionamiento ne555 15
2.3.2 Funcionamiento flip-flop tipo d 7474 16
2.3.3 Funcionamiento 7409 17
2.4 Circuito parte 3 18
2.4.1 Funcionamiento puente en H 19
2.5 Circuito completo 20
CAPÍTULO 3. MONTAJE Y DATOS OBTENIDOS 22
3.1 Circuito parte 1 23
3.1.1 Montaje 23
3.1.2 Datos obtenidos 25
3.2 Circuito parte 2 26
3.2.1 Montaje 26
3.2.2 Datos obtenidos 28
3.3 Circuito parte 3 28
3.3.1 Montaje 29
3.3.2 Datos obtenidos 30
CAPÍTULO 4. HERRAMIENTAS DE DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN 31
4.1 LTSpice 32
4.2 Osciloscopio 32
4.3 Fuente 33
4.4 Soldador 33

4.5 Multímetro 33
4.6 Protoboard y placa 34
CAPÍTULO 5. PRESUPUESTO 35
5.1 PRESUPUESTO CIRCUITO PARTE 1 36
5.2 PRESUPUESTO CIRCUITO PARTE 2 36
5.3 PRESUPUESTO CIRCUITO PARTE 3 37
5.4 PRESUPUESTO COMPONENTES ADIOCIONALES 37
5.5 Mano de obra 37
5.6 PRESUPUESTO TOTAL 38
CAPÍTULO 6. CONCLUSION 39
CAPÍTULO 7. BIBLIOGRAFÍA 41
7.1 DATASHEET 42
7.2 IMÁGENES 43
CAPÍTULO 8. ANEXO 44
8.1 Esquemas 45
8.2 Datasheet 47
8.2.1 Datasheet circuito parte 1 47
8.2.2 Datasheet circuito parte 2 52
8.2.3 Datasheet circuito parte 3 58

INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Ejemplo de señal senoidal modificada 5
Figura 2. Señal senoidal pura 6
Figura 3. Esquema del circuito inversor dc-ac 8
Figura 4. Diseño del circuito de la segunda parte del circuito 9
Figura 5. Simulación Feedback TL494 10
Figura 6. Comparación de señal de entrada y salida a los transformadores 14
Figura 7. Diseño del circuito completo de la segunda parte del circuito 15
Figura 8. Simulación de funcionamiento del NE555 16
Figura 9. Simulación de funcionamiento del Flip Flop D 16
Figura 10. Simulación de funcionamiento de las puertas AND 17
Figura 11. Simulación de las señales de salida del circuito 2 18
Figura 12. Diseño del circuito completo de la tercera parte del circuito 18
Figura 13. Diferencia de tensión entre la puerta y surtidor del MOSFET 19
Figura 14. Subcircuito inversor de señal 20
Figura 15. Diseño del circuito completo del circuito inversor dc-ac 20
Figura 16. Simulación de la señal de salida del circuito inversor dc-ac 21
Figura 17. Foto de la primera parte del circuito montado 24
Figura 18. Esquema de soldadura de transformadores 24
Figura 19. Distribución de los componentes principales del primer circuito 25
Figura 20. Funcionamiento del primer circuito 26
Figura 21. Montaje del NE555 27
Figura 22. Montaje del segundo circuito completo 27
Figura 23. Señales de salida del segundo circuito 28
Figura 24. Montaje del segundo y tercer circuito en protoboard 29
Figura 25. Señales de puertas de MOSFET M1 y M2 del puente H 30

CAPÍTULO I
INTRODUCCIÓN GENERAL

1. INTRODUCCIÓN GENERAL

1.1 Objetivo del trabajo final de grado

En este trabajo fin de grado se diseñará un inversor dc-ac. La función de un inversor es transformar la tensión de 12, 24 o 48V de corriente continua almacenada en baterías a 220V de corriente eficaz alterna. En el mercado existen dos tipos de inversores, de onda senoidal modificada y onda senoidal pura:

En la Figura 1 se puede ver la señal generada por un inversor básico de onda senoidal modificada. Este es el modelo más económico ya que no genera una onda de senoidal real, sino una señal semejante a través de señales cuadradas. Este tipo de onda permite el funcionamiento de equipos electrónicos básicos, como pueden ser iluminación, carga de dispositivos, etc.

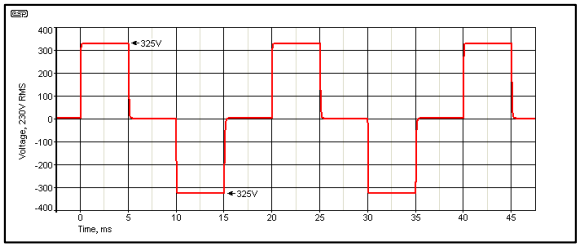


Figura 1. Ejemplo de señal senoidal modificada

La Figura 2 muestra la onda de salida de un inversor de onda senoidal pura. Esta onda es mucho más realista, permitiendo el correcto funcionamiento de cualquier aparato eléctrico y e electrónico, como bombas, lavadoras, etc. Cabe destacar que estos inversores pueden llegar a producir señales de onda senoidal que en ocasiones pueden llegar a mejorar las que tenemos en nuestras viviendas. Esto mejora la eficiencia y rendimiento de los aparatos conectados a esta red.

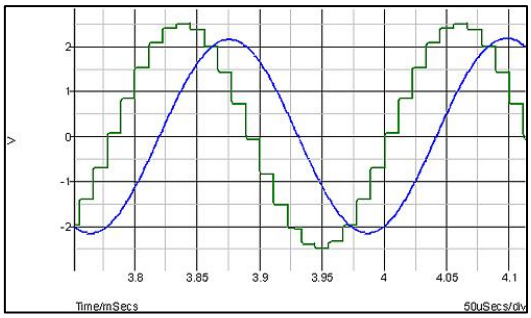


Figura 2. Señal senoidal pura

Este proyecto se centra en el desarrollo de un inversor de 36v como sistema de alimentación para el compresor del sistema de frenado neumático del vehículo autoguiado Verdino desarrollado en la Universidad de La Laguna. Verdino está alimentado por 6 baterías de 6 Voltios con un total 36 V de corriente continua. El compresor necesita 220 V de corriente alterna para su funcionamiento. Este proyecto fin de carrera se centra en cubrir esta necesidad con el diseño de un inversor a medida, ya que comercialmente no existía ningún inversor capaz de pasar de 36 V a 220 V económico y de pequeño tamaño. El inversor dc-ac es de onda senoidal modificada, ya que es más fácil de construir y mucho más económico que el de onda senoidal pura, y además para nuestra aplicación nos vale con este tipo de onda.

1.2 Abstract

Este proyecto se centra en el desarrollo de la potencia que un inversor 36v como un sistema para el sistema de frenos de aire del compresor de vehículo autoguiado Verdino desarrollado en la Universidad de La Laguna. Este trabajo se centrará en satisfacer esta necesidad con el diseño de un inversor específico.

Sabiendo esto se procedió a través de software de diseño, simulación, su montaje real y la realización de pruebas en el laboratorio.

Los principales aspectos durante el desarrollo de este trabajo fueron:

- Prueba de varios software especializados en simulación de circuitos, prefiriendo LTSpice entre el software de prueba.

- Buscar el mejor diseño de circuitos, teniendo en cuenta la complejidad y las características que deben tener presente.

- Diseño de circuitos consiguiendo un circuito sin errores de montaje y haciendo las pruebas en el laboratorio correspondientes. Así se comprueban los errores del circuito y se procede a la resolución de circuito y medir los resultados.

This project focuses on the development of an inverter 36v power as a system for the compressor air braking system of self-guided vehicle Verdino developed at the University of La Laguna. This work will focus on meeting this need with the design of a specific inverter.

Knowing this proceeded through software design and simulation and then his actual assembly, conducting tests in the laboratory.

The main aspects during the development of this work were:

- Specialized software test design and circuit simulation, preferring LTSpice between the software tested.
- Search the best circuit design, taking into account complexity and features that must have this.
- Circuit design and simulation software by LTSpice, getting a circuit without errorsStart of circuit assembly and corresponding laboratory tests. Proving that gives the circuit failures, resolving circuit and measuring results.

1.3 Estructuración del circuito inversor dc-ac

Para el diseño y montaje del circuito inversor dc ac su construcción se planteó en tres circuitos para organizar mejor la tarea de diseño y construcción de este.

El primero es el encargado de pasar de 36 V de tres baterías de 12 V cada una de ellas, a 310V en continua. Esto se consiguió con tres transformadores, y una etapa Push−Pull conectada a estos. Esta etapa se controlará con un TL494. Este simplemente se diseñó y se simulo para conocer mejor su funcionamiento, pero este no se montó ya que se disponía de un modelo ya diseñado. El circuito ya montado se comprobó que estuviera bien, y que su funcionamiento fuera el correcto.

El segundo circuito tiene como finalidad generar una señal cuadrada de 50 Hz. Esto se logrará gracias a un NE555, un Flip Flop tipo D y unas puertas AND.

Y el tercero tiene como función generar la señal senoidal modificada a 220V, mediante la señal senoidal modificada del segundo, un puente H y la señal de 220 V de la primera.

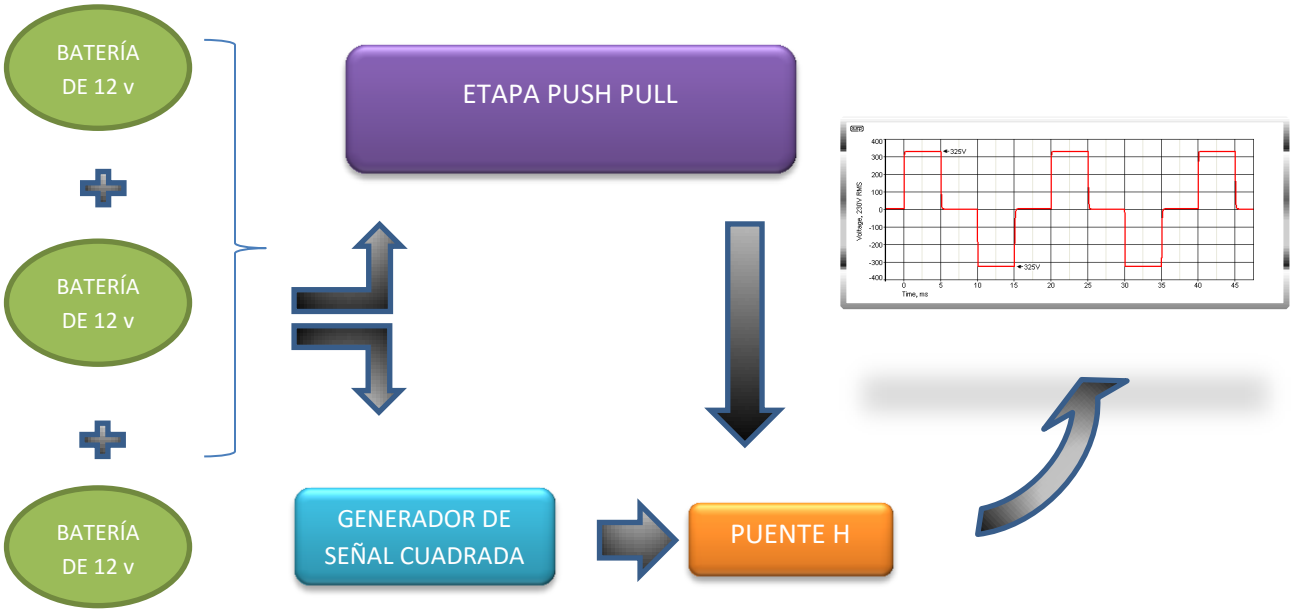


Figura 3. Esquema del circuito inversor dc-ac

En la figura 3 se puede ver un esquema básico del circuito completo. Este tiene a la entrada la alimentación de 36 V de las baterías y a la salida una señal senoidal modificada. Por medio vemos que tenemos 3 partes principales que son la etapa push pull, el generador de señal cuadrada y el puente H. El generador de señal cuadrada se encarga de generar la señal senoidal modificada que activa el puente H. Este elevará la señal a 311 V gracias a la tensión que le entra de la etapa push pull.

1.4 Estructura de la memoria del proyecto

La memoria de este trabajo constará de varios capítulos donde se desarrollará todos los aspectos de este trabajo de fin de grado, empezando por una pequeña introducción, hasta los datasheet de los componentes principales del circuito. Estos son los siguientes:

En el actual Capítulo 1 se describirá brevemente los aspectos principales que rodean a este circuito.

En el Capítulo 2 se describirá de forma más detallada cada parte del circuito, desde los componentes que se utilizan hasta la razón de su elección.

En el capítulo 3 se mostrará el montaje y los datos obtenidos a la salida de este.

En el capítulo 4 se describirá la herramienta de diseño LTSpice usada, y las herramientas usadas durante su montaje y medición.

En el capítulo 5 se contempla el presupuesto final calculado a partir de los precios comerciales de cada componente y de la mano de obra de su diseño e implementación.

En el capítulo 6 y 7 se mostrarán una pequeña conclusión de lo más relevante del trabajo y de las posibles mejoras de este, y de la bibliografía de las fuentes de información del trabajo.

Y por último tenemos el Capítulo 8, el anexo, que contiene algunos esquemas y aspectos técnicos relevantes.

CAPÍTULO 2. DESCRIPCIÓN DETALLADA DEL CIRCUITO

2. DESCRIPCIÓN DETALLADA DEL CIRCUITO

La primera parte del circuito se centró en el diseño y simulación del circuito del inversor dc-ac. Para esta tarea se usó el programa de diseño y simulación de circuitos LTSpice. Esta herramienta nos permitirá conocer mejor su comportamiento y además ver que partes están mal diseñadas. Esta herramienta simula muy bien los circuitos permitiendo conocer detalles del circuito como formas de onda, tensiones, etc.

2.1 Aspectos principales del circuito

Para su diseño se planteó el diseño de tres circuitos por separado. El primero que pase de los 36 V_{dc} de continua de las baterías a los 311 V_{dc}. El segundo, que cree una señal cuadrada alterna de 50 Hz. Y el tercero, que convierta los 311 V_{dc} a 311 V_{ac} con una forma de onda cuadrada de 50 Hz.

2.2 Circuito parte 1

En la Figura 4 siguiente podemos ver el circuito correspondiente a la primera parte del inversor:

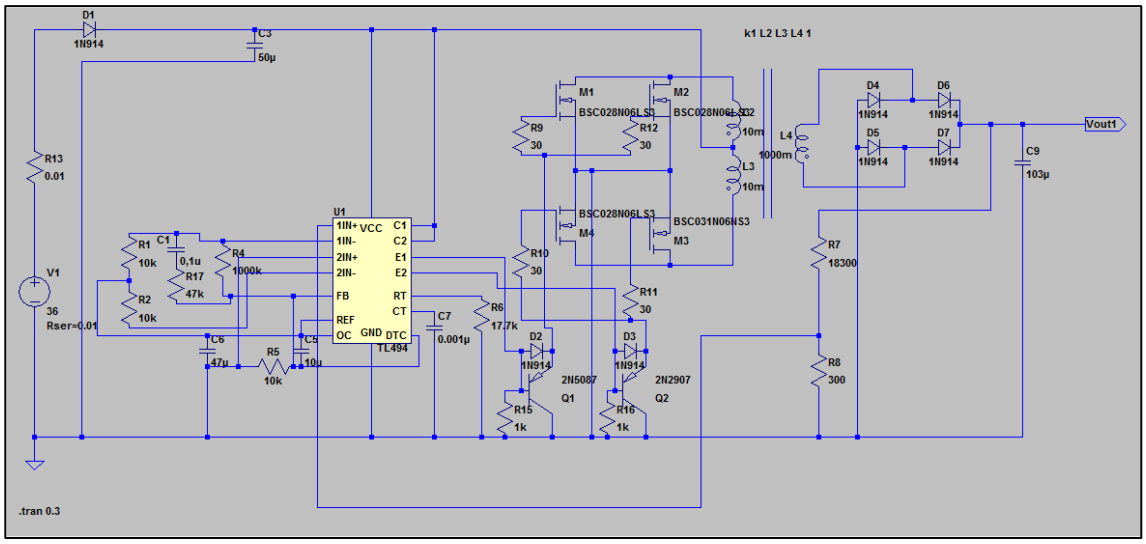


Figura 4. Diseño del circuito de la primera parte del circuito completo

Como se puede ver hay un componente que destaca, el TL494. Este es un modulador por ancho de pulso, PWM. Además, se puede ver que tiene a su izquierda un circuito de control y a su derecha, la salida activa unos transistores PNP que se encargan a su vez de conmutar unos mosfet. La función de estos es crear una PWM, encargada de excitar tres transformadores. Para la configuración de estos usaremos una conexión en serie a la entrada y en paralelo en el secundario, con la intención de obtener más corriente. Se espera una salida de 311 Vac a la salida del secundario. Dicha salida se conectará el rectificador de onda completa para obtener una señal continua de 311 V.

2.2.1 Funcionamiento tl494

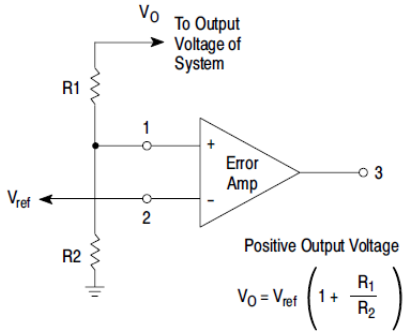
El tl494 es, como se dijo anteriormente, un modulador por ancho de pulso. El fabricante nos destaca dos fórmulas que deberemos de tener muy en cuenta:

- La relación de la frecuencia de oscilación de nuestra señal de salida del tl494 viene dada por la ecuación:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T * C_T}$$

  Para una frecuencia de oscilación de f_{osc}=62KHz, calculamos una RT = 17.7KΩ y una CT=1nF.

- Además este componente tiene la propiedad de regular la salida de forma autónoma. Para mantener una señal de salida deseada debemos de transformarla y devolverle siempre un valor entre 0 y 5V al tl494, es decir, si queremos una salida de 311V a la salida, tenemos que devolverle 5 V al tl494. Esta señal se define como la señal de feedback del tl494. Usaremos la expresión siguiente para calcular las resistencias R1 y R2:



Para Vo=311V de salida y considerando Vref= 5V, calculamos unas resistencias R1=18.3 KΩ y R2=300 Ω.

En la Figura 5 vemos una breve muestra de dos simulaciones, la primera de la salida del circuito, y la segunda, de la señal de feedback del tl494.

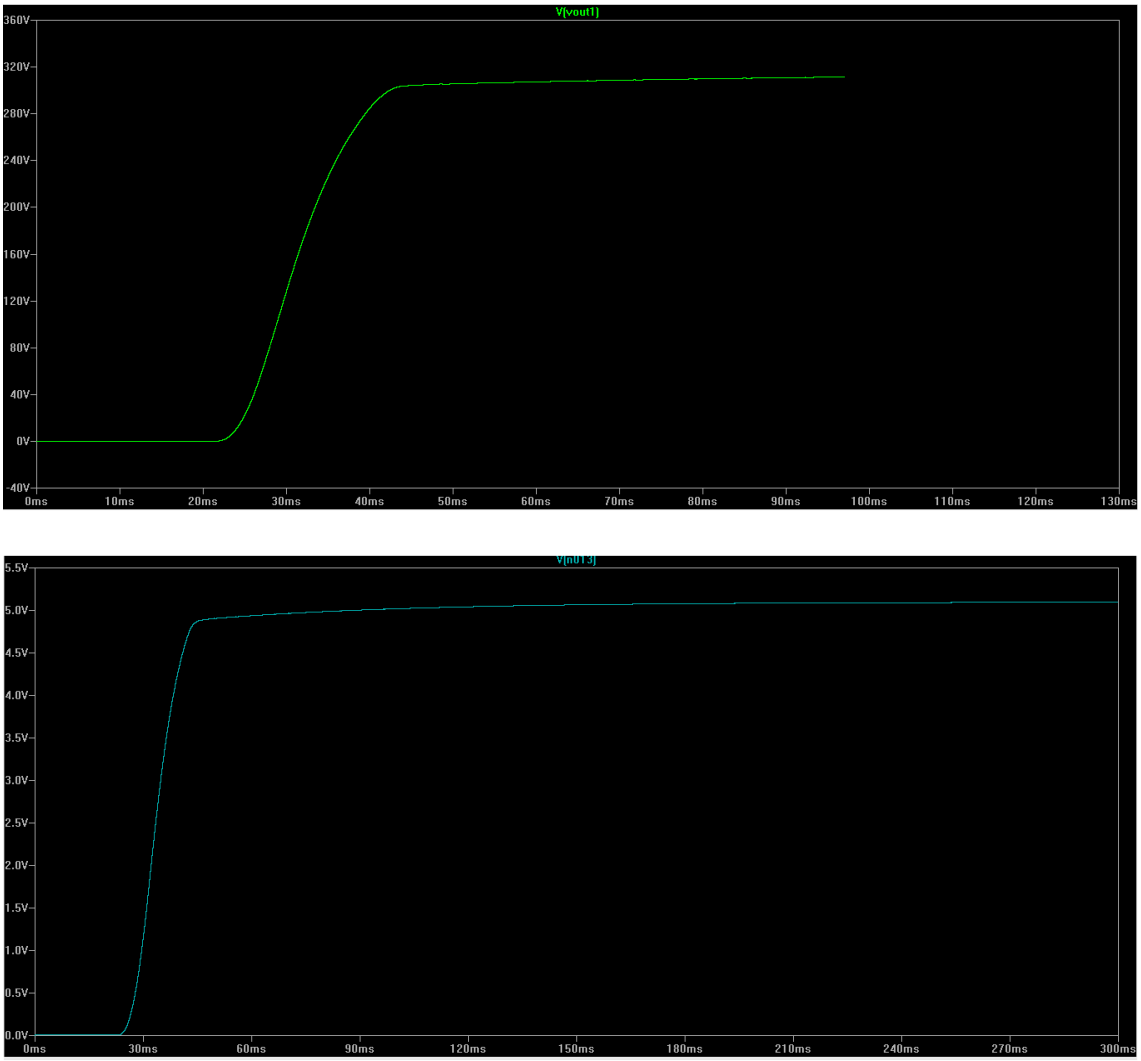


Figura 5. Simulación Feedback TL494

2.2.2 Etapa push-pull

En la Figura 6 se puede ver una simulación del funcionamiento del transformador de este circuito. Distinguimos 4 señales:

- Roja: señal que entra por la parte superior del primario del transformador.
- Verde: señal que entra por la parte inferior del primario del transformador.
- Azul: señal que sale de la parte superior del secundario del transformador.
- Amarillo: señal que sale por la parte inferior del secundario del transformador.

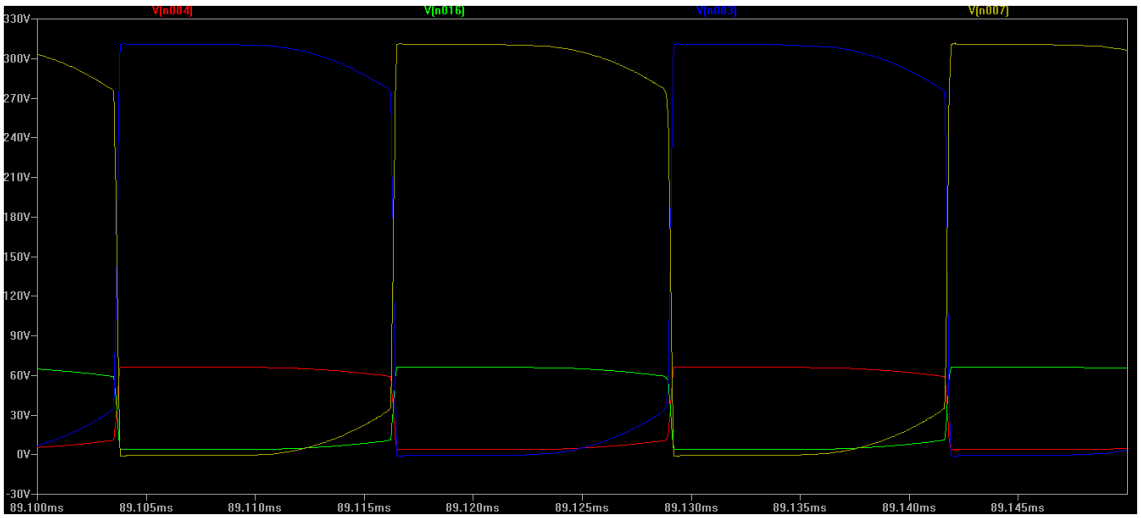


Figura 6. Comparación de señal de entrada y salida a los transformadores

Ambas entradas del primario del transformador son reguladas por el tl494, ya que según vaya comparando la señal del secundario con 5V se irá estabilizando. Esta señal será rectificada a una señal continua de 311 V.

2.3 Circuito parte 2

El segundo circuito es el encargado de crear una señal senoidal modificada, que excitará al puente H del tercer circuito. Como se muestra en la imagen siguiente, el circuito tiene una alimentación de 36 Vdc, que es la misma que la del primer circuito y un regulador de tensión a 5 Vdc, ya que los componentes trabajan a esta tensión. Un NE555, encargado de crear una señal cuadrada de 50 Hz. Un Flip Flop tipo D (74HC74). Y por último de

cuatro puertas lógicas tipo AND (74HCT08). En la figura 7 se puede ver el esquema completo de la segunda parte:

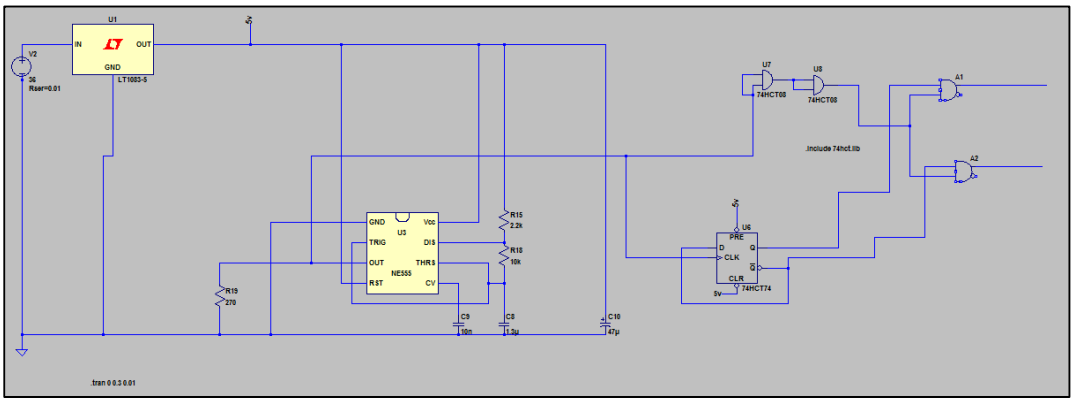


Figura 7. Diseño del circuito completo de la segunda parte del circuito

A la salida de las puertas AND A1 y A2 tendremos nuestras señales de salida del circuito 2 que las conectaremos al circuito 3 para controlar el puente H de alto voltaje.

2.3.1 Funcionamiento ne555

El componente NE555 es un circuito controlador de temporización muy estable, capaz de producir retrasos u oscilaciones de tiempo exactos. El tiempo de retardo se controla por medio de una resistencia y condensador externos.

A la hora de calcular la oscilación que deseamos es necesario tener en cuenta las ecuaciones para el NE555:

$$T_1 = \ln(2) * (R_1 + R_2) * C$$

$$T_2 = \ln(2) * R_2 * C$$

Sabiendo que T1 y T2 valen la mitad del tiempo de oscilación cada una, y deberían de ser iguales, que el tiempo de oscilación es la inversa de la frecuencia, y que esta es 50Hz, entonces podemos calcular T1 y T2 a partir de la siguiente expresión:

$$T = T_1 + T_2 = 2 * T_1 = \frac{1}{f}$$

$$T_1 = T_2 = \frac{1}{f*2} = 0.01\ seg.$$

Conociendo este dato calculamos R1, R2 y C y obtenemos los valores:

R1=2.2KΩ, R2=10KΩ y C=1.3µF

Con esto conseguimos una señal como la que se muestra en la figura 8:

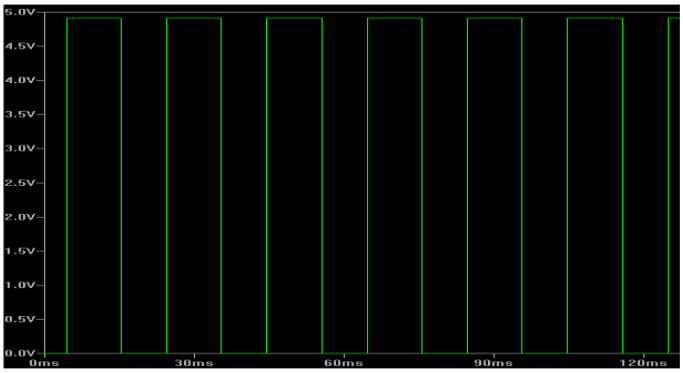


Figura 8. Simulación de funcionamiento del NE555

2.3.2 Funcionamiento flip-flop tipo d 7474

Un flip flop es un biestable capaz de mantener un estado durante un tiempo indefinido en ausencia de perturbaciones. Es muy utilizado en electrónica para memorizar estados.

Con este lo que queremos conseguir es separar la señal cuadrada del NE555 en dos señales cuadradas desfasadas 180º. En la Figura 9 se puede ver una comparación de la señal de reloj del NE555 (Roja) con las señales de salida del Flip Flop, Q (Verde) y Q´ (azul).

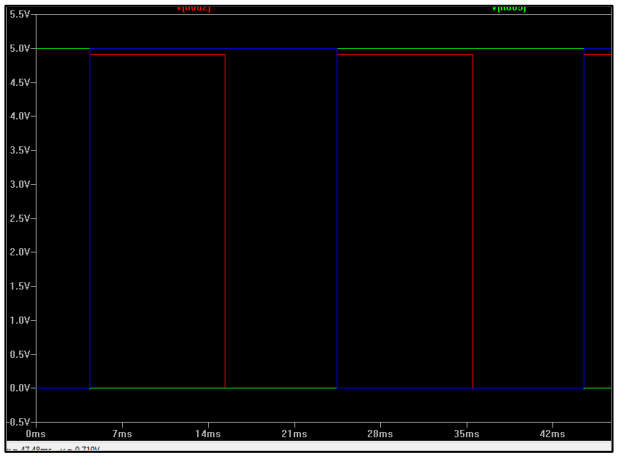


Figura 9. Simulación de funcionamiento del Flip Flop D

2.3.3 Funcionamiento 7409

El componente 7409 es un circuito integrado que contiene puertas lógicas tipo AND. Contiene 4 puertas, con dos entradas por cada puerta.
Este componente lo usaremos para comparar la señal del NE555 y la que generamos del flip flop 7474. Ya que para la generación de una señal senoidal modificada necesitamos recortar el ancho de pulso de las señales del flip flop hasta que sea igual a la del ne555.

En la Figura 10 vemos la simulación, y tendremos una idea de lo que realmente sucede. En la señal de arriba vemos ambas señales de entrada, tanto la del NE555 como la de una de las salidas del 7474. Mientras que en la señal de abajo vemos el resultado de pasarla por las puertas AND:

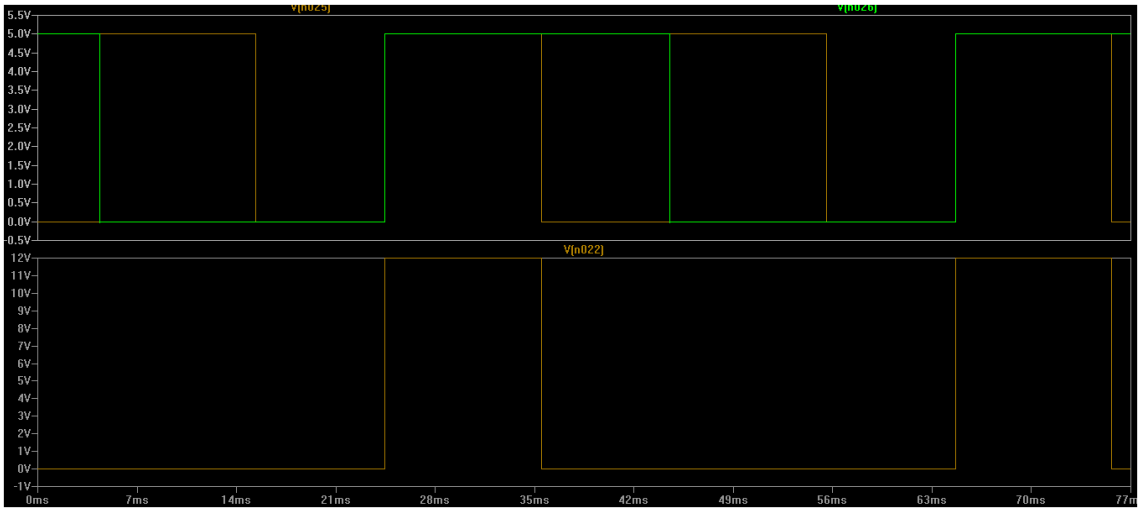


Figura 10. Simulación de funcionamiento de las puertas AND

Con esto conseguiremos dos señales cuadradas que si las juntamos obtendremos una señal senoidal modificada que será con la que alimentaremos el puente en H. En la Figura 11 vemos una comparación de las señales que salen de ambas puertas AND, y su resultado al juntarlas (señal de abajo):

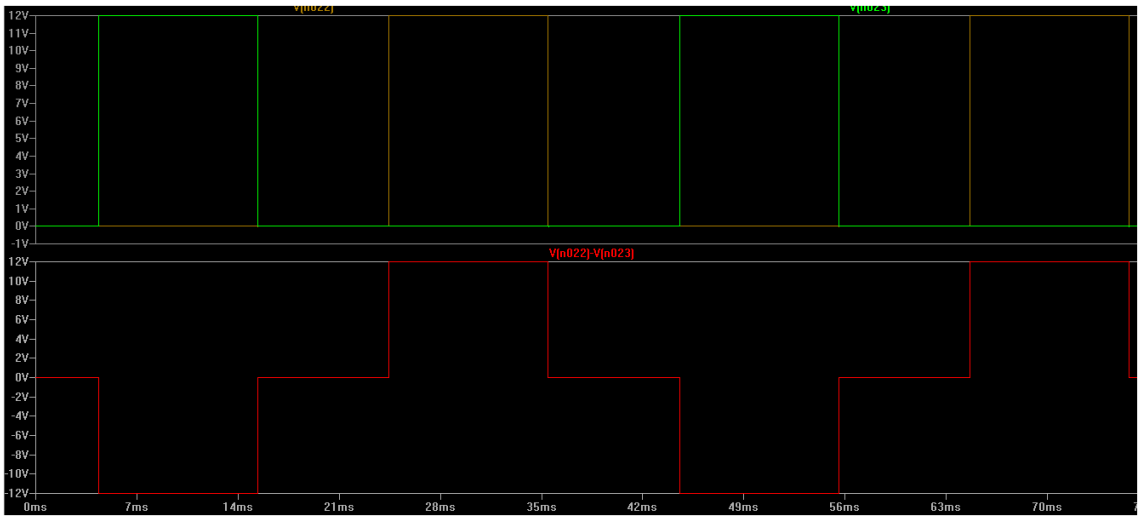


Figura 11. Simulación de las señales de salida del circuito 2

2.4 Circuito parte 3

La tercera y última parte de este circuito es la encargada de elevar la señal que obtenemos del circuito 2 a 311 V, con la señal del primer circuito. En la imagen siguiente vemos el diseño de este en el simulador:

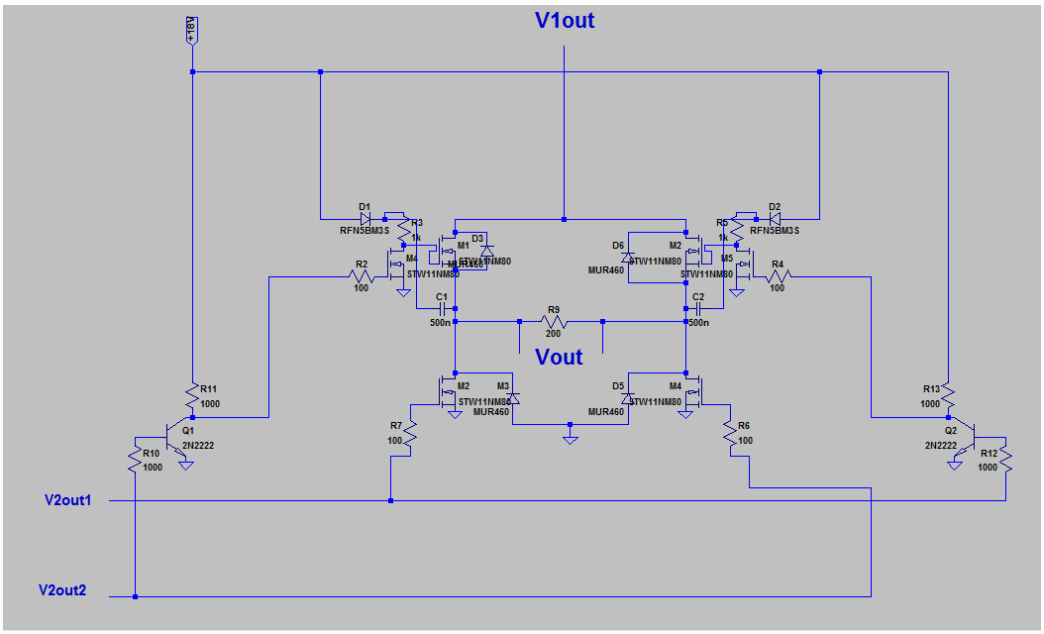


Figura 12. Diseño del circuito completo de la tercera parte del circuito

Podemos ver las dos señales del circuito dos que entran por la izquierda, y la del circuito 1 que entra por la parte superior. En el diseño vemos que aparte del puente en H hay

varias configuraciones que destacan. Una es la que invierte las señales del circuito 2, y otra es la que alimenta el mosfet del puente en H.

2.4.1 Funcionamiento puente en H

El puente H está formado principalmente por 4 Mosfet. Teniendo dos señales conseguiremos activar por un lado los mosfet M1 y M4 y por otro lado los M2 y M3. Así conseguiremos la señal senoidal modificada que buscamos. Como tenemos dos señales cuadradas, cuando dos estén activados, los otros dos estarán desactivados. Pero había un problema, los mosfet para activarse necesitan una diferencia de potencial entre la puerta y el surtidor. En los Mosfet M3 y M4 no hay problema porque el surtidor está a tierra, pero en los otros dos si es necesario tener esto en cuenta porque si no tendremos problemas al activarlos teniendo una carga conectada.

Para solucionarlo se añadió a la puerta de estos otro Mosfet por cada lado del puente H. Este es alimentado por el drenador con la señal del surtidor del primero y una entrada de un regulador de tensión de +18V, con esto se consigue que entre la puerta y el surtidor de los mosfet M1 y M2 haya una diferencia de potencial de 18 V. En la Figura 13 vemos por un lado el circuito, y por el otro la diferencia de tensión entre ambas:

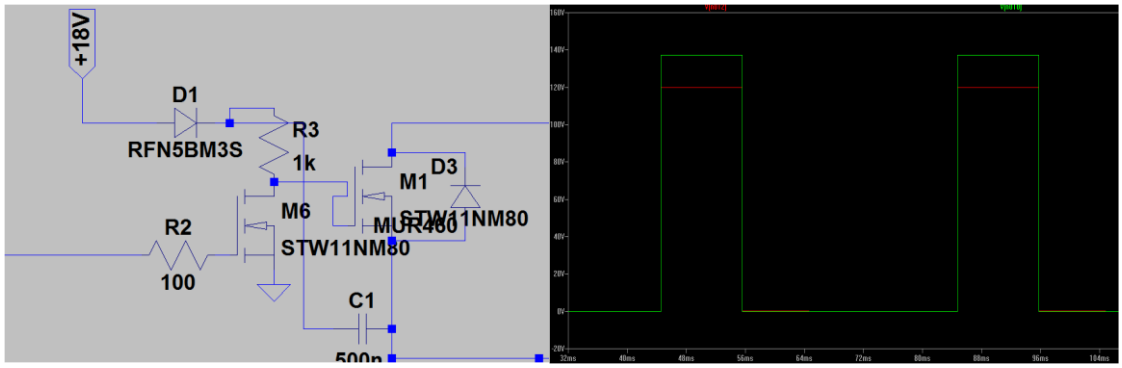


Figura 13. Diferencia de tensión entre la puerta y surtidor del MOSFET

La señal verde es la señal del surtidor del mosfet M1 y la roja es la que entra por la puerta. Lo mismo sucede en el otro lado del puente.

Por otro lado al usar esta configuración vimos que invertíamos la señal que nos venía del circuito 2, por lo que la puerta de los mosfet M5 y M6, que activan los mosfet principales

del puente, pasaban mucho tiempo activados y podría ser peligroso para los mosfet, por lo que se le añadió un transistor antes de la entrada de estos para invertirla.

En Figura 14 se puede ver la comparación entre la señal que viene del circuito 2 (Verde) y la que entra al mosfet M6 (Azul):

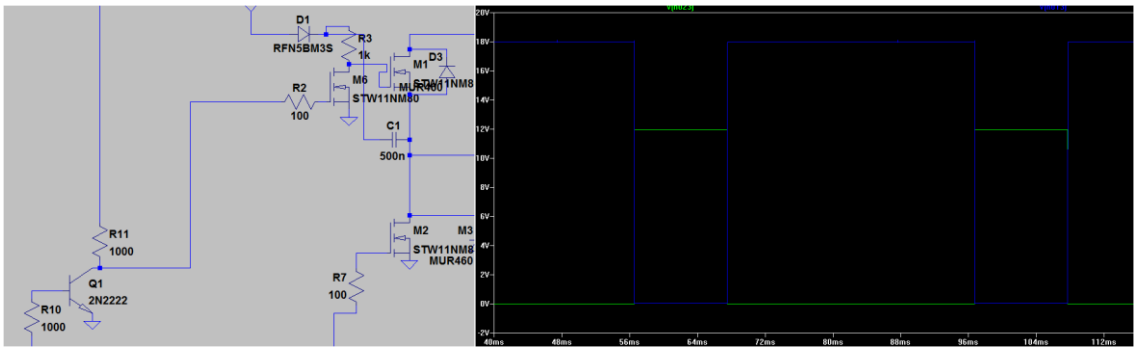


Figura 14. Simulación de subcircuito inversor de señal de activación de puente H

2.5 Circuito completo

En la Figura 15 se puede ver el esquema completo del circuito diseñado en LTSpice:

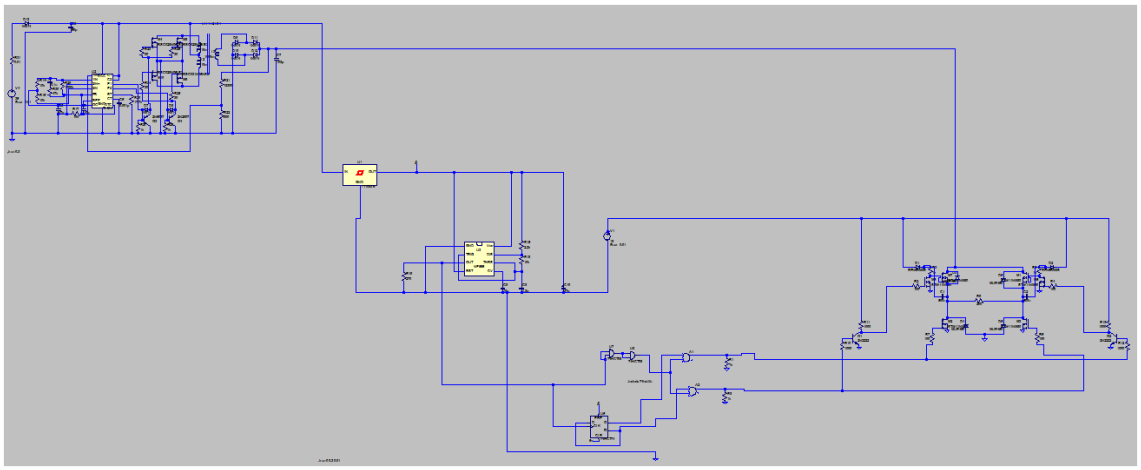


Figura 15. Diseño del circuito completo del circuito inversor dc-ac

La salida final del circuito es la que se muestra en la Figura 16:

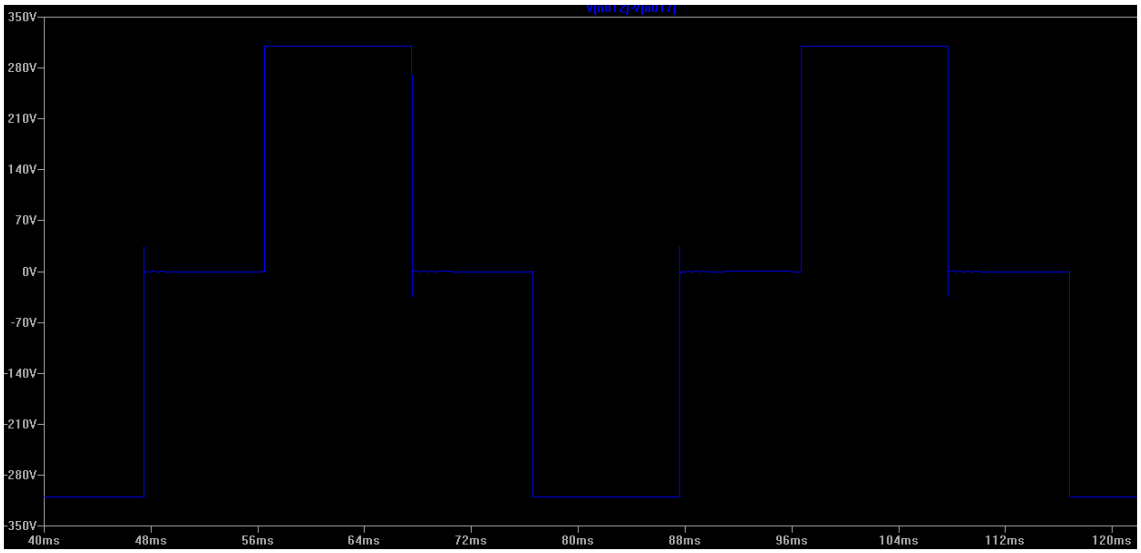


Figura 16. Simulación de la señal de salida del circuito inversor dc-ac

CAPÍTULO 3. MONTAJE Y DATOS OBTENIDOS

3. MONTAJE Y DATOS OBTENIDOS

3.1 Circuito parte 1

Como ya se comentó en el apartado anterior, este circuito es el encargado de elevar la tensión de 36Vdc a 311Vdc. De este circuito no se realizó montaje ya que se disponía de una versión ya hecha. Debido a esto lo que se hizo fue comprobar este y adaptar partes del circuito para adaptarlo a las necesidades del proyecto.

3.1.1 Montaje

A la hora de realizar el montaje de este se optó por un montaje en una placa de baquelita, más resistente que la protoboard, ya que se iban a trabajar con tensiones muy elevadas. Los transformadores y el tl494 pueden producir picos de corriente.

Durante el montaje se vio que había algunos defectos de soldadura que provocó cortos inesperados y para evitar problemas se montó primero para una tensión de 120 Vdc de salida. Una vez estuviera todo correcto, se elevó hasta 311 V.

Lo más problemático de este circuito fue la parte de los transformadores. Formado por un conjunto de 3 transformadores M74050. Su conexión es en serie en el primario, y en paralelo en el secundario. Los transformadores M74050 tienen fuente de alimentación conmutada con 4 salidas, 80W, y 265Vac. Al conectarlos se vio que no eran capaces de llegar al voltaje deseado. Entonces se empezó hacer pruebas conectando primero uno independiente, luego 2 y por último 3. El principal problema fue que a un transformador hubo que invertirlo respecto a los demás, ya que hacía un efecto restador. En la Figura 17 se muestra el montaje del circuito con un transformador. Para evitar problemas se alimentó el punto central del transformador con otra fuente, así la primera trabajaba con menos carga.

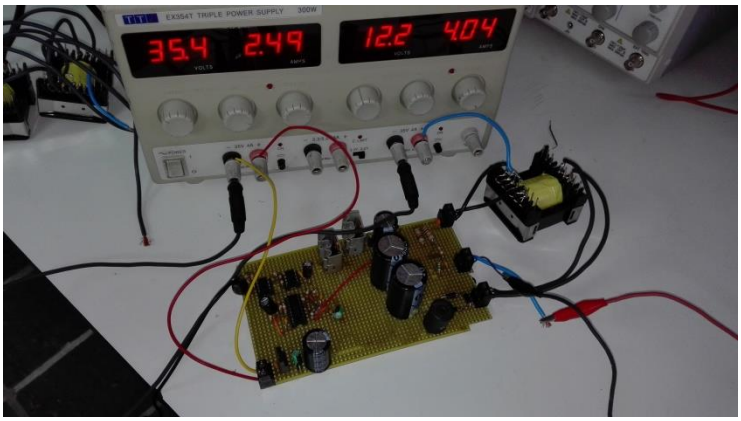


Figura 17. Foto de la primera parte del circuito montado

Tras varias combinaciones de los transformadores y sus correspondientes pruebas se observó que la mejor combinación era mantener las conexiones de los secundarios igual, menos la del transformador central que tendría que ser invertida. En la Figura 18 se ve un esquema de la soldadura, y una foto de los transformadores ya usados:

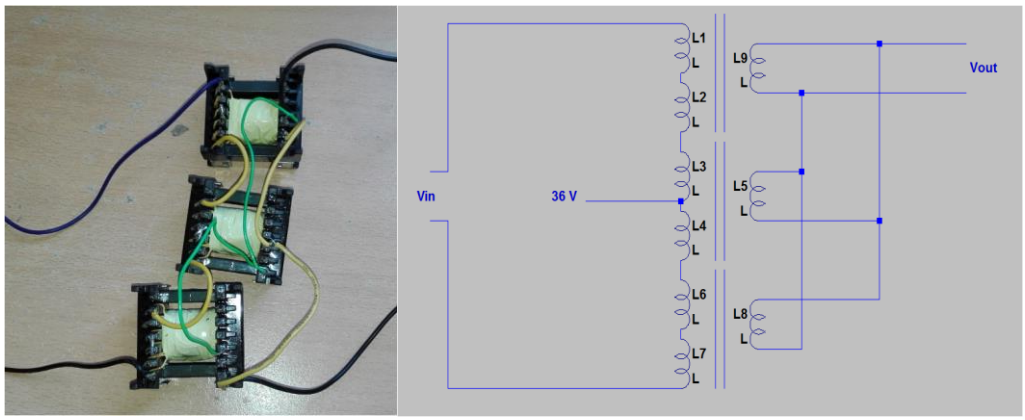


Figura 18. Esquema de soldadura de transformadores

Para la alimentación del primario del transformador se diseñó un circuito a base de transistores que crearían una PWM, ya explicado en el capítulo 1. Pero en la práctica se optó por montar dos controladores de mosfet. Estos se encargarán de excitar dos mosfet que alimentaran ambos extremos del primario. En la Figura 19 se pueden ver la distribución de estos. Además se puede ver que a los mosfet hubo que instalarles un disipador debido a que se calentaban demasiado:

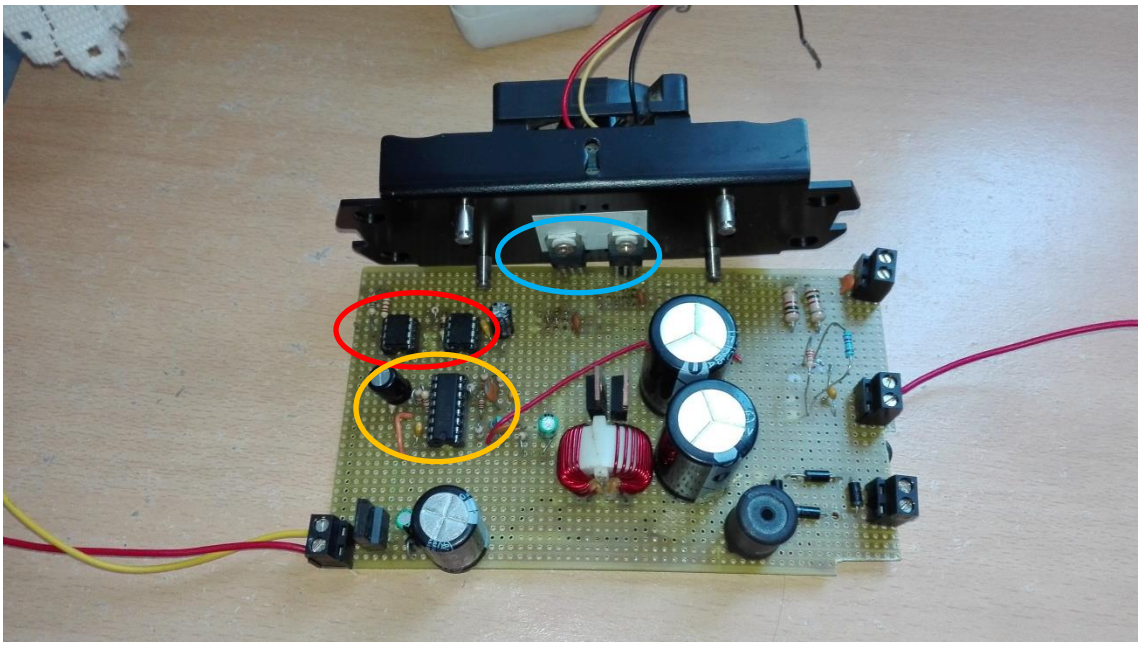


Figura 19. Distribución de los componentes principales del primer circuito

Lo resaltado en rojo son los drivers que nombrados anteriormente, lo resaltado en amarillo es el tl494 y lo que está resaltado en azul son los mosfet.

3.1.2 Datos obtenidos

Una vez todo funcionando se comprobó que el consumo era normal, ya que con una entrada de 35,4 Vdc el circuito se quedaba consumiendo 60 mA. En la Figura 20 se puede ver el circuito conectado y configurado para trabajar a 120 Vdc. Además se observa la señal de ambos mosfet en el osciloscopio.

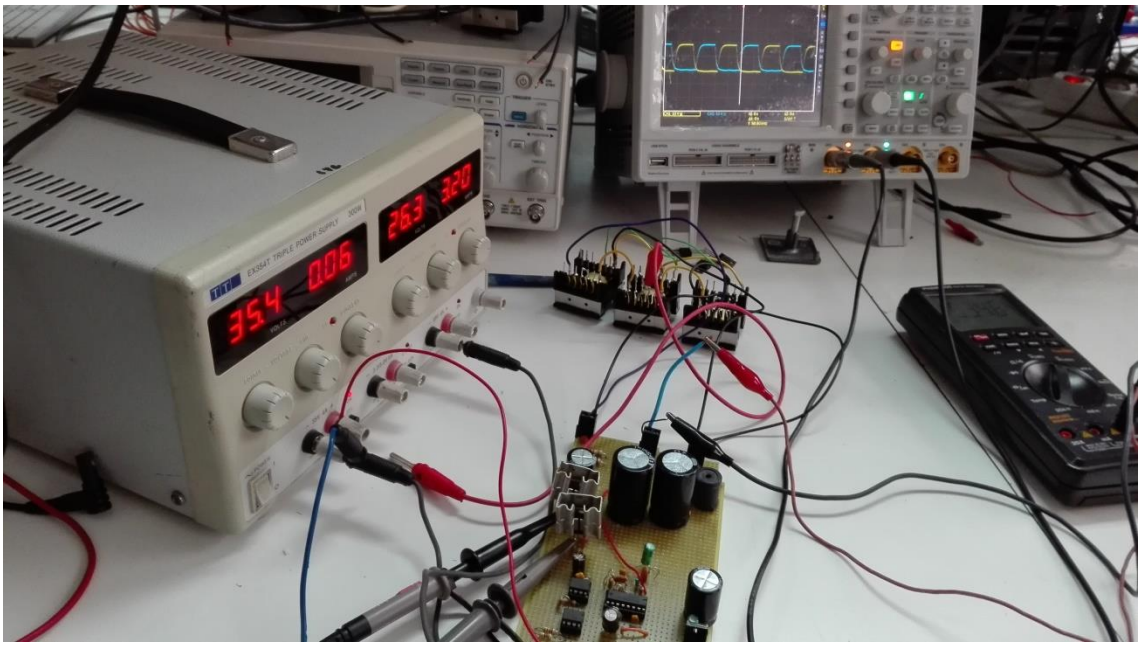


Figura 20. Funcionamiento del primer circuito

3.2 Circuito parte 2

Como se comentó en el apartado 2 este circuito se encarga de crear la señal de onda cuadrada modificada, que alimentará el tercer circuito. Para alimentarlo usaremos la misma señal de las baterías de 36 Vdc, o en el caso del laboratorio, la misma fuente de 35.5 Vdc. Aunque esta señal va a ser regulada a 5 y 18 Vdc para alimentar los componentes.

3.2.1 Montaje

El montaje de este se realizó conforme a lo diseñado en el programa ltspice, no habiendo problemas con lo diseñado. En la Figura 21 se puede ver el montaje del NE555. Este ofrece una señal cuadrada que se conectará al flipflop después:

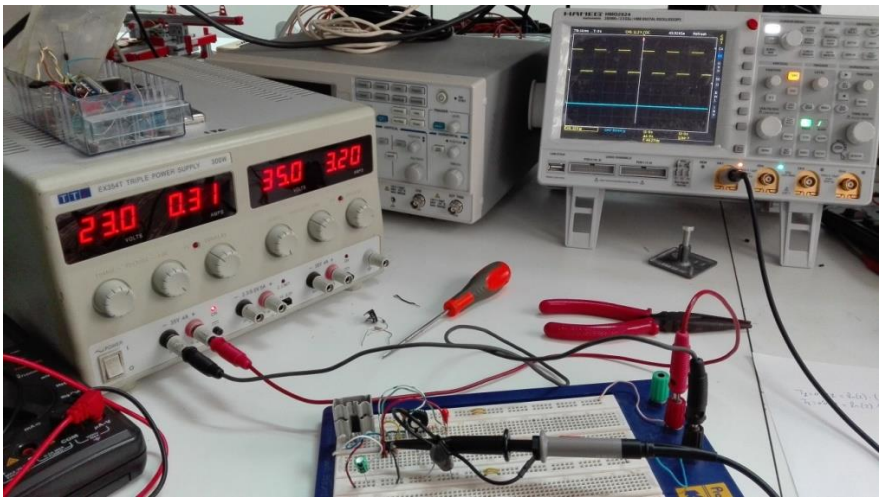


Figura 21. Montaje del NE555

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de este componente se procedió al montaje del flip flop 7474 y del componente 7409. En la Figura 22 se puede ver el montaje de estos y su funcionamiento:

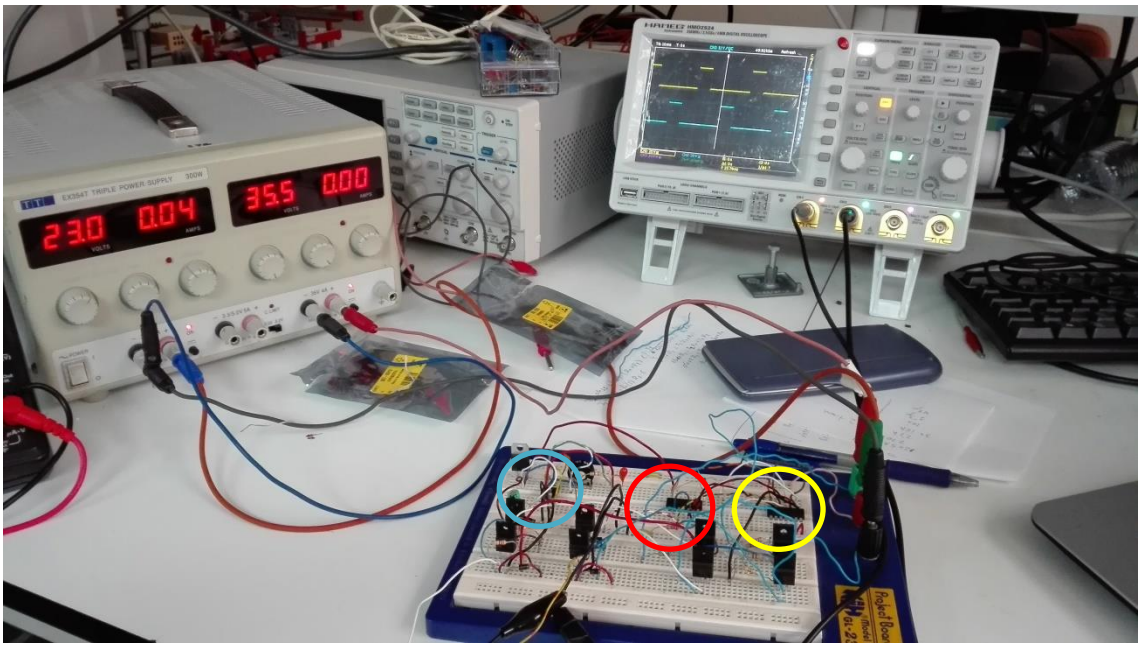


Figura 22. Montaje del segundo circuito completo

En azul se señala el NE555, en rojo se señala al flip flip tipo d, y en amarillo al componente 7409. De este último es de donde saldrán las dos señales que alimentarán el tercer circuito.

3.2.2 Datos obtenidos

En la Figura 23 se ve las dos señales que se conectarán al tercer circuito. Se ven que son iguales pero están desplazadas, para conseguir esa señal de onda cuadrada modificada que estamos buscando. Se puede ver que tiene una amplitud de 18 Vdc, esto se consigue gracias a que las puertas AND son Open-Collector, y elevan la salida a la tensión que nosotros le demos a la salida de la puerta.

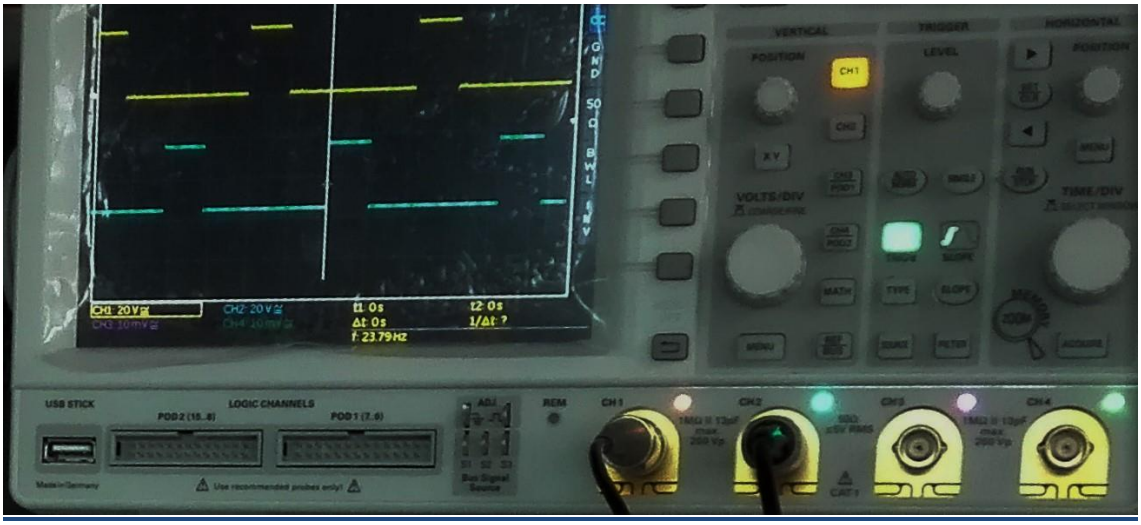


Figura 23. Señales de salida del segundo circuito

3.3 Circuito parte 3

El tercer circuito es el encargado de con la señal de 311 Vdc del primer circuito y las dos señales del segundo circuito, crear una señal de onda cuadrada modificada.

3.3.1 Montaje

Durante el montaje de este se realizaron varias pruebas, la primera conectándolo solo al segundo circuito, luego se conectó al primero y al segundo, mientras el primero estaba diseñado para devolver 120 Vdc. Y por últimos se conectó a ambos, diseñando el primero para dar a su salida 311Vdc.

Durante el montaje de este se diseñaron varias configuraciones, llegando a la conclusión de que la detallada en el apartado 2 es la mejor, ya que se reduce el tiempo que están activados los mosfet del puente H. Además también se explicó la necesidad de añadir al puente H un circuito que genere una diferencia de potencial entre puerta y fuente de mínimo 12 V. En este caso vamos a aprovechar la señal del rectificador de 18v para alimentar esta parte también. En la Figura 24 se puede ver el circuito 2 y 3 trabajando a 36V:

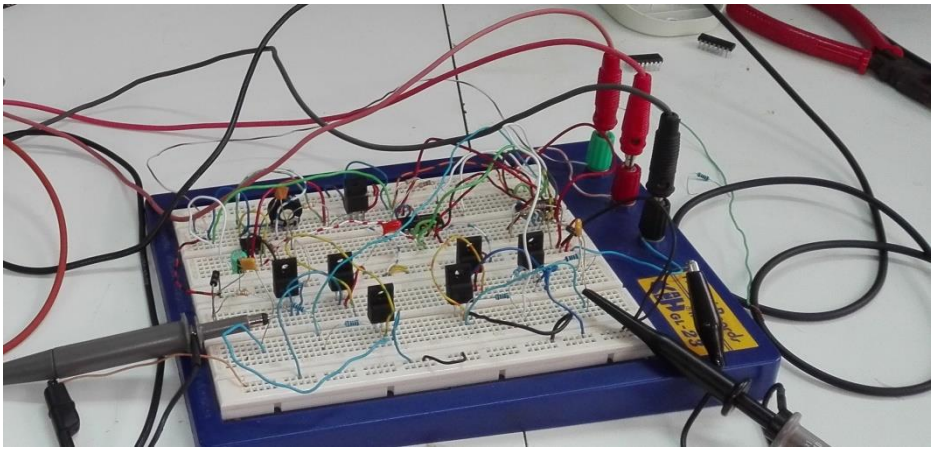


Figura 24. Montaje del segundo y tercer circuito en protoboard

En esta se puede ver que faltan los transistores que invierten la señal de entrada al mosfet que crea la diferencia de tensión entre las patas del mosfet. Debido a esto vemos en la Figura 25 las señales que le estaban entrando a los dos mosfet de la parte superior del puente H y vemos que estos pasan demasiado tiempo activados:

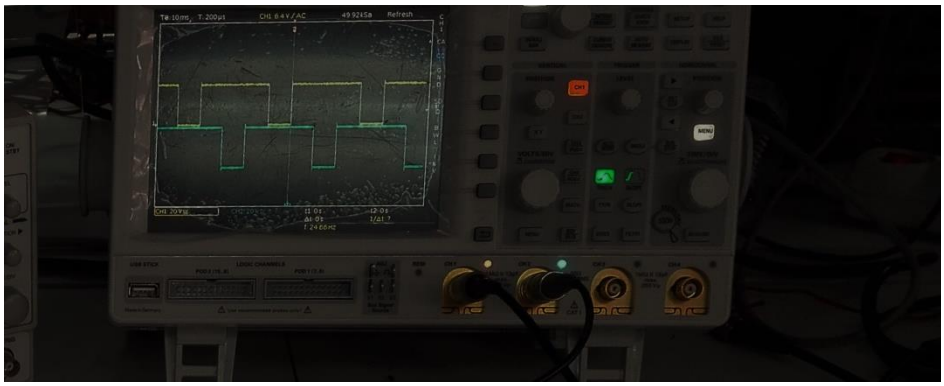


Figura 25. Señales de puertas de MOSFET M1 y M2 del puente H

3.3.2 Datos obtenidos

Con cada prueba realizada se iba comprobando su salida conectando la salida a un ventilador. Menos en la prueba a 36 V, en las otras comprobaciones si se consigue mover este de manera correcta.

CAPÍTULO 4. HERRAMIENTAS DE DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

4. HERRAMIENTAS DE DISEÑO TRABAJO

En este apartado se realizará una breve explicación de las principales herramientas utilizadas durante el desarrollo de este proyecto.

4.1 LTSpice

LTSpice es un software de diseño y simulación de circuitos electrónicos. Este cuenta con una gran librería de componentes electrónicos, además de una diversidad muy amplia de fabricantes.

Esta permite el desarrollo de circuitos y su correspondiente simulación. La principal herramienta es un visualizador de señales, como si de un osciloscopio se tratara. Además, este permite comparar partes de ondas, ver amplitud, calcula valores como amplitudes, frecuencias, etc.

Por otro lado, se trata de un software libre con muchos recursos en internet que permiten la actualización de librerías.

4.2 Osciloscopio

Una vez abandonamos la simulación necesitamos de otro dispositivo que nos sea capaz de permitir visualizar las señales que pasan por nuestro circuito. Para ello usamos este dispositivo, que nos permite ver y analizar señales.
Este dispositivo cuenta con una sonda de medición muy práctica, que se adapta muy bien a las patas de los componentes con una garra fina que se engancha a estos.

Además cuenta con diversos controles para disminuir la amplitud a medir, tanto de tensión (eje vertical) como de tiempo (eje horizontal).

Esta herramienta es muy útil para casos en los que tengamos que analizar un circuito para buscar un determinado problema que hubiéramos detectado y no sepamos de donde puede proceder. Con esta herramienta podremos ir descartando componentes

simplemente viendo su comportamiento en funcionamiento, y comparándolo con lo que debería de hacer.

4.3 Fuente

Dispositivo electrónico capaz de generar un voltaje determinado, sobre todo para tareas de laboratorio. Suelen ser muy precisas y normalmente son de amperaje y tensión bajos.

La usada en el laboratorio tenía 3 canales, uno que daba 5V a 4A fijos, y otros 2 capaces de dar tensiones de 35V a 4ª pudiendo regularse ambos a gusto del usuario.

En la realización del proyecto ésta era la más adecuada, sobre todo para poder trabajar a 35V y poder acercarnos lo más posible a la tensión de 36V que queríamos simular.

4.4 Soldador

Un soldador de estaño es una herramienta eléctrica usada para soldar sobretodo componentes electrónicos a una placa. Su punta fina y su mango, además de su bajo peso nos permite una mejor maniobrabilidad para soldar en espacios pequeños y con mejor pulso. Funciona convirtiendo la energía eléctrica en calor, que a su vez provoca la fusión del material utilizado en la soldadura, como por ejemplo el estaño.

4.5 Multímetro

Un multímetro, también denominado polímetro, o tester, es un instrumento eléctrico portátil para medir directamente magnitudes eléctricas activas, como corrientes y potenciales (tensiones), o pasivas, como resistencias, capacidades y otras.

En este proyecto usado principalmente para ver la tensión de salida del primer circuito y para en caso de problemas, comprobar la continuidad entre puntos del circuito para ver posibles fallos.

4.6 Protoboard y placa

Un protoboard o también llamado Tabla de pruebas, es una herramienta indispensable para el diseño, montaje y prueba de circuitos electrónicos. Estas están compuestas por perforaciones en toda su área, en las cuales se colocan diversos componentes electrónicos, se distinguen por tener filas y columnas con lo que se puede saber en que ubicación posicionar cada pieza, también cuentan con 2 rieles a los lados, los cuales se usaran como las líneas Positivas y Negativas de nuestro circuito.

Por otro lado usamos una placa de baquelita. En ésta los componente van soldados. Se usa para aproximar el circuito a un modelo más real que en la protoboard. Sobre dicho material, se realizó el montaje del primer circuito.

CAPÍTULO 5. PRESUPUESTO

5. PRESUPUESTO

En este capítulo se detallará el presupuesto del proyecto. Para ello se ha dividido en gasto de materiales de cada circuito por separado, de materiales adicionales y de mano de obra. Se debe tener en cuenta que los precios de los componentes son orientativos debido a que éstos están en continuo cambio.

5.1 PRESUPUESTO CIRCUITO PARTE 1

DESCRIPCIÓN	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
Condensador 47 µF 50 V	3	1.77	5.31
Condensador 1000 µF 63V	4	1.386	5.544
Condensador 470 µF 200V	2	0.107	0.214
Condensador 100 µF	1	0.14	0.14
Condensador 0.1 µF	4	0.65	2.60
Condensador 1 nF	2	0.70	1.40
Resistencia	20	0.14	2.80
Diodo 1N4007 1 A 1000V	5	0.34	1.70
Condensador	1	0.345	0.345
TL494	1	0.463	0.467
Driver MOSFET 4451YN	2	1.40	2.80
Transformador de fuente de alimentación conmutada	3	8.09	24.27
Presupuesto circuito parte 1			*47.63€*

5.2 PRESUPUESTO CIRCUITO PARTE 2

DESCRIPCIÓN	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
Condensador 47 µF 50 V	1	1.77	1.77
Resistencia 2.2 KΩ	4	0.14	0.56
Resistencia 3.3 KΩ	2	0.14	0.28
Resistencia 2.2 KΩ	2	0.14	0.28
SN7409N	1	0.83	0.83
74LS74	1	0.345	0.345
NE555	1	0.322	0.322
7805	1	0.433	0.433
7818	1	0.47	0.47
Presupuesto circuito parte 2			*5.29€*

5.3 PRESUPUESTO CIRCUITO PARTE 3

DESCRIPCIÓN	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
Condensador electrolítico 470 nF 600V	2	0.14	0.24
Resistencias de Seguridad 1kΩ 0.5W	6	0.14	0.84
Diodo 1N4007 1 A 1000V	6	0.34	2.04
Mosfet NDF08N60ZH 8,4 A 600 V	6	0.865	5.19
Presupuesto circuito parte 3			*8.31 €*

5.4 PRESUPUESTO COMPONENTES ADIOCIONALES

DESCRIPCIÓN	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
Disipador de Calor	1	3.85	3.85
Placa perforada para soldar	1	2.40	2.40
Placa protoboard 82x53mm	1	5.15	5.15
Cable eléctrico unipolar	2	0.54	1.08
Presupuesto de materiales adicionales			***11.48 €***

5.5 Mano de obra

DESCRIPCIÓN	NÚMERO DE HORAS	PRECIO / HORA (€)	PRECIO TOTAL (€)
Diseño, desarrollo y montaje de prototipo	**120**	**42.50**	**5100.00**

5.6 PRESUPUESTO TOTAL

DESCRIPCIÓN	PRECIO (€)
Presupuesto circuito parte 1	47.63
Presupuesto circuito parte 2	5.29
Presupuesto circuito parte 3	8.31
Presupuesto de materiales adicionales	11.48
Mano de Obra	5100.00
PRECIO FINAL DEL PROYECTO	***5172.71 €***

El presupuesto total del proyecto asciende a la cantidad de cinco mil ciento setenta y dos con setenta y un céntimos.

CAPÍTULO 6. CONCLUSION

6. CONCLUSION

La realización del presente trabajo ha supuesto una oportunidad para dotar de un enfoque práctico a numerosos conceptos adquiridos a lo largo del grado. Este trabajo ha puesto a prueba mis conocimientos en electrónica de la ingeniería estudiada, ampliando notablemente mis habilidades. En estos momentos en los que nos enfrentamos a un proyecto como este, que podría llegar a ser perfectamente un caso real en el mundo laboral, nos damos cuenta lo que realmente hemos aprendido. Cabe destacar la colaboración del tutor, el cual posee grandes conocimientos en la materia, aprendiendo muchas cosas de él. Pienso que es una experiencia única, además de muy enriquecedora.

Algunos conceptos aplicados durante el trabajo fueron:

- Conocimientos de software de diseño y simulación de circuitos.
- Capacidad de comprensión de la demanda de un trabajo, para sobre esto empezar a desarrollar una tarea.
- Conocimientos básicos sobre el funcionamiento de circuitos básicos, y su desarrollo dentro de un conjunto.
- Destreza en soldar y desoldar componentes en placas electrónicas.
- Destreza de montaje de circuitos complejos en placas y protoboard.
- Refuerzo de habilidades de uso de fuentes de alimentación, osciloscopios, multímetros, etc.

The completion of this work has been an opportunity to provide a practical approach to many concepts learned throughout the degree. This work has tested my knowledge in electronics engineering study, significantly expanding my skills. In these times when we are faced with a project like this, which could become a real case perfectly in the workplace, we realize what we've really learned. Note the collaboration of the tutor, who has great knowledge on the subject, learning a lot from him. I think it's a unique experience, and very enriching.

Some concepts applied during the study were:

• Knowledge of software design and circuit simulation.

• Ability to understand the demand of a job, to start developing on this task.

• Basic knowledge of the operation of basic circuits, and its development within a set.

• Skill in soldering and desoldering components in electronic boards.

• Dexterity mounting plates and complex circuits on breadboard.

• Strengthening skills using power supplies, oscilloscopes, multimeters, etc.

CAPÍTULO 7. BIBLIOGRAFÍA

7. BIBLIOGRAFÍA

7.1 DATASHEET

Circuito 1:

- http://es.rs-online.com/web/p/transformadores-para-fuentes-de-alimentacion-de-funcionamiento-conmutado-smps/4185565/?searchTerm=4185565&relevancy-data=636F3D3126696E3D4931384E525353746F636B4E756D6265724D504E266C753D656E266D6D3D6D61746368616C6C26706D3D5E5C647B367D247C5E5C647B377D247C5E5C647B31307D2426706F3D313426736E3D592673743D52535F53544F434B5F4E554D4245522677633D4E4F4E45267573743D3431383535363526726737461 3D3431383535363526
- http://es.rs-online.com/web/p/controladores-pwm-de-modo-de-tension/6616866/
- http://es.rs-online.com/web/p/drivers-de-potencia-mosfet/7272615/?searchTerm=4451y&relevancy-data=636F3D3226696E3D4931384E4B6E6F776E41734D504E266C753D6573266D6D3D6D61746368616C6C7061727469616C26706D3D5E5B5C707B4C7D5C707B4E647D2D2C2F255C2E5D2B2426706F3D313326736E3D592673743D4B4559574F52445F53494E474C455F414C5048415F4E554D455249432677633D424F5448267573743D3434353179267374613D343435317926

Circuito 2

- http://es.rs-online.com/web/p/puertas-logicas-estandar/0305232/
- http://es.rs-online.com/web/p/circuitos-integrados-de-biestable/3055659/
- http://es.rs-online.com/web/p/circuitos-temporizadores/2215535/
- http://es.rs-online.com/web/p/reguladores-de-tension-de-baja-caida/7695466/
- http://es.rs-online.com/web/p/reguladores-de-tension-lineal/5166183/

circuito3:

- http://es.rs-online.com/web/p/transistores-mosfet/8057203/

7.2IMÁGENES

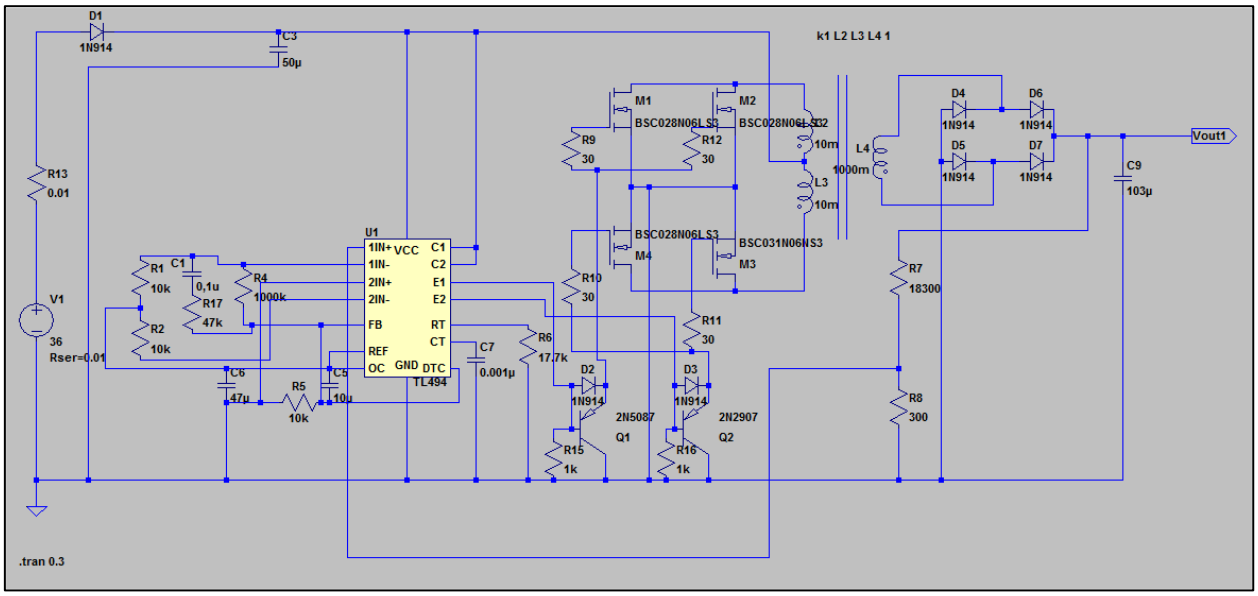
- http://analogictips.com/sine-wave-generation/

CAPÍTULO 8. ANEXO

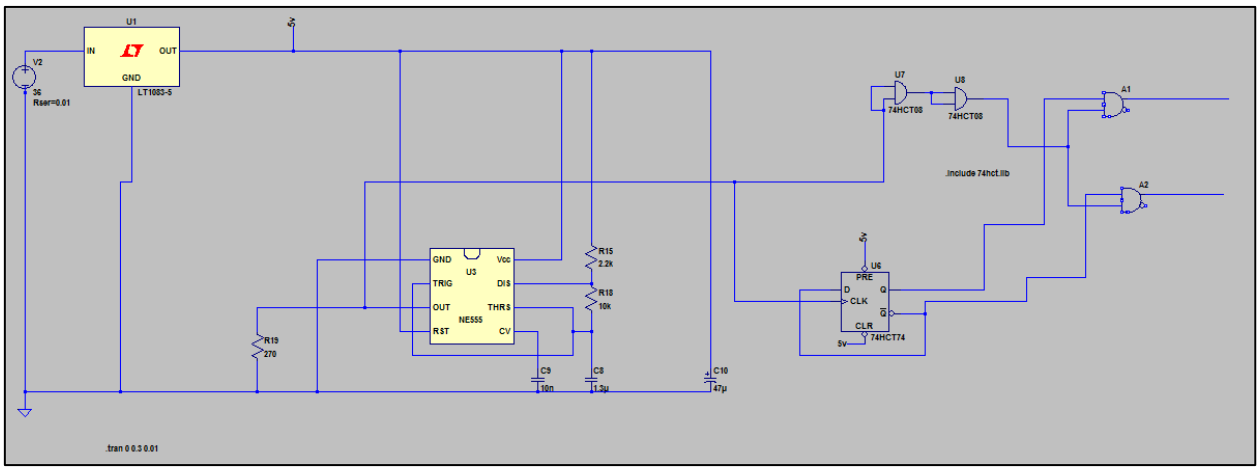
8. ANEXOS

8.1 Esquemas

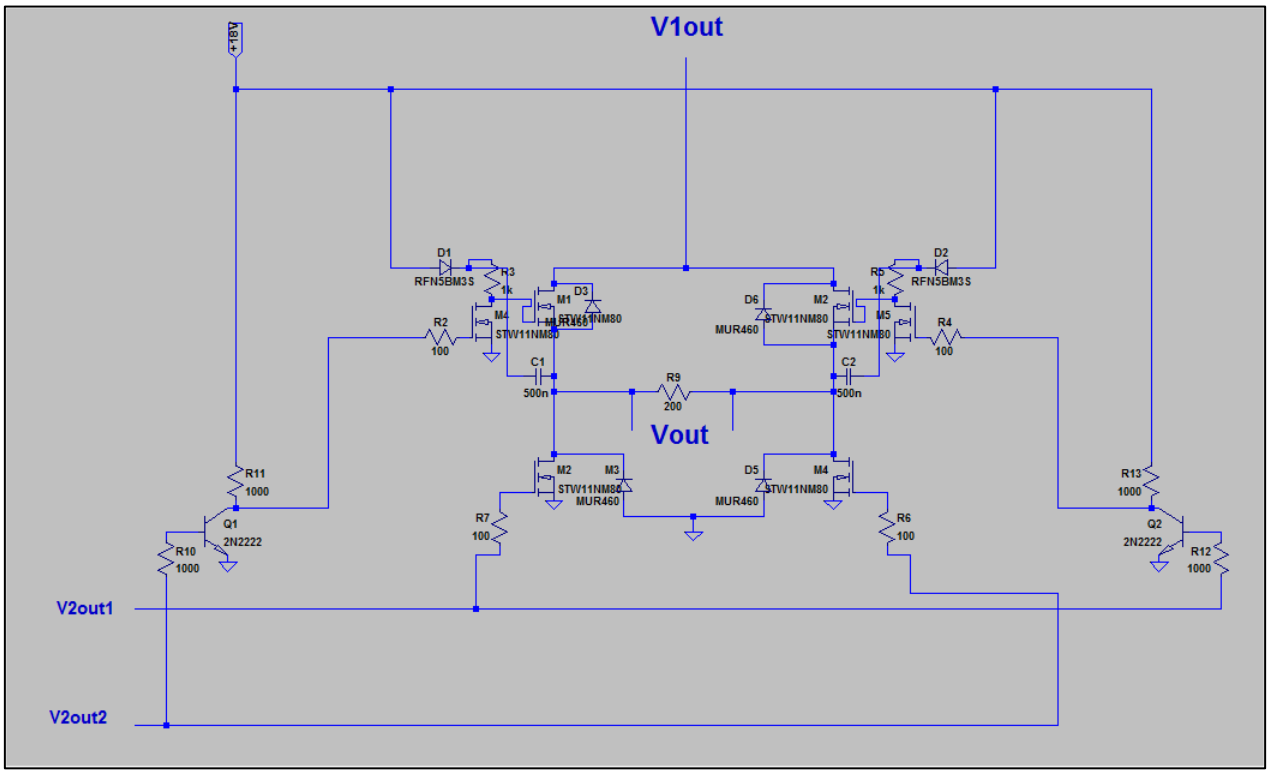
Esquema Circuito 1:



Esquema Circuito 2:



Esquema Circuito 3:



8.2 Datasheet

8.2.1 Datasheet circuito parte 1

8.2.1.1 Tl494

TL494, NCV494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

Features

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On–Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On–Chip Error Amplifiers
- On–Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push–Pull or Single–Ended Operation
- Undervoltage Lockout
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes
- Pb–Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1}, I_{C2}	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	−0.3 to +42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45°C$	P_D	1000	mW
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	80	°C/W
Operating Junction Temperature	T_J	125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−55 to +125	°C
Operating Ambient Temperature Range TL494B TL494C TL494I NCV494B	T_A	 −40 to +125 0 to +70 −40 to +85 −40 to +125	°C
Derating Ambient Temperature	T_A	45	°C

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

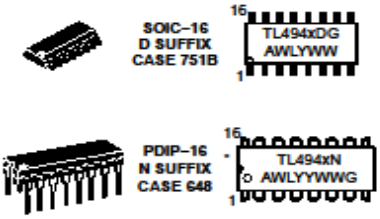
1. Maximum thermal limits must be observed.

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

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

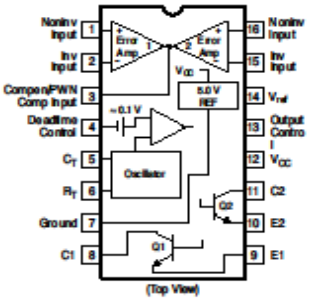
MARKING DIAGRAMS



x = B, C or I
A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week
G = Pb–Free Package

*This marking diagram also applies to NCV494.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 4 of this data sheet.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2005
June, 2005 – Rev. 6

1

Publication Order Number:
TL494/D

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed−frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal−linear sawtooth oscillator is frequency− programmable by two external components, R_T and C_T. The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \bullet C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip−flop clock−input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control−signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth−cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime−control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{T_{osc}}$ =
Grounded	Single−ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push−pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on−time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from −0.3 V to (V_{CC} − 2V), and may be used to sense power−supply output voltage and current. The error−amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse−width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse−steering flip−flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output−control connected to the reference line, the pulse−steering flip−flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push−pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single−ended operation with a maximum on−time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output−drive currents are required for single−ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output−mode pin must be tied to ground to disable the flip−flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of ± 5.0% with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

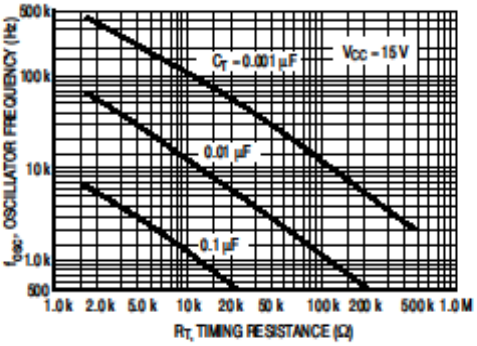


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

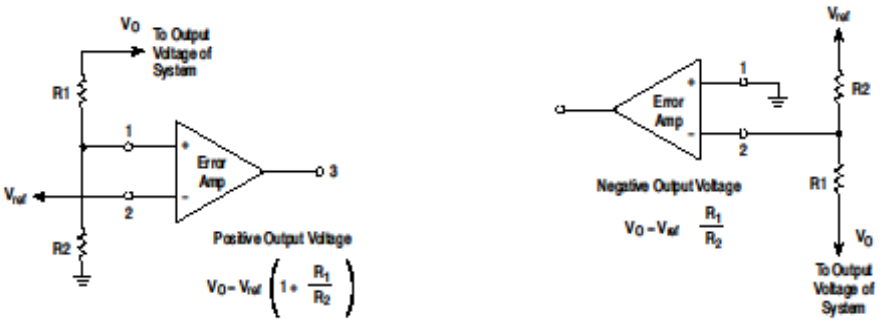


Figure 14. Error−Amplifier Sensing Techniques

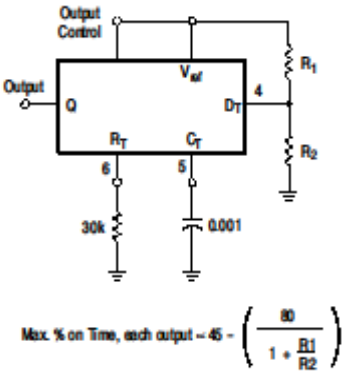


Figure 15. Deadtime Control Circuit

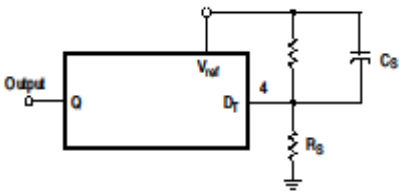


Figure 16. Soft−Start Circuit

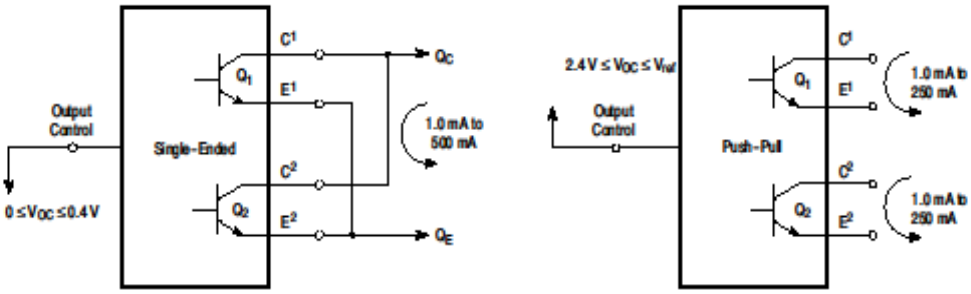


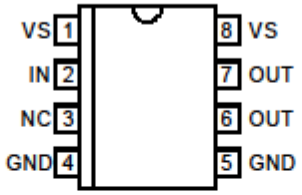
Figure 17. Output Connections for Single−Ended and Push−Pull Configurations

8.2.1.2 Driver Mosfet

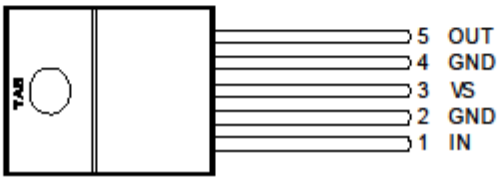
Ordering Information

Part Number		Temperature Range	Package	Configuration
Standard	Pb-Free			
—	MIC4451YN	–40°C to +85°C	8-pin Plastic DIP	Inverting
MIC4451BM	MIC4451YM	–40°C to +85°C	8-pin SOIC	Inverting
—	MIC4451ZT	0°C to +70°C	5-pin TO-220	Inverting
—	MIC4452YN	–40°C to +85°C	8-pin Plastic DIP	Non-Inverting
MIC4452BM	MIC4452YM	–40°C to +85°C	8-pin SOIC	Non-Inverting
—	MIC4452ZT	0°C to +70°C	5-pin TO-220	Non-Inverting

Pin Configurations



Plastic DIP (N)
SOIC (M)



TO-220-5 (T)

Pin Description

Pin Number TO-220-5	Pin Number DIP, SOIC	Pin Name	Pin Function
1	2	IN	Control Input
2, 4	4, 5	GND	Ground: Duplicate pins must be externally connected together.
3, TAB	1, 8	V_S	Supply Input: Duplicate pins must be externally connected together.
5	6, 7	OUT	Output: Duplicate pins must be externally connected together.
	3	NC	Not connected.

8.2.1.3 Transformadores

myrra

FLYBACK TRANSFORMERS
ETD 34 — 60 to 80 W

- Ambient Temperature ≤ 50°C
- Primary Reflected Voltage = 90 to 120V
- Dielectric Strength ≥ 3750Vac
- Creepage Distances ≥ 8mm
- Construction conforms to CEI950, CEI335, CEI61558 for reinforced insulation
- Secondaries may be series or parallel connected
- Output power can be delivered with any combination of secondaries within the max current limits.

MYRRA Part N°	Control IC	Mains	Total output Power (max)	Outputs S1 or S3		Outputs S2 or S4		Frequency	Primary Inductance	Pinout	Remarks
		Voltage Range Vac	Watts	Voltage Range Vdc	Max Current Adc	Voltage Range Vdc	Max Current Adc	kHz	µH		
74050	VIPer100A	185 - 265	80	4,5 - 6	5	11,5 - 15	3	70	500	Fig.1	
	VIPer100A	85 - 265	60	4,5 - 6	5	11,5 - 15	3	70			
	TOP226Y	185 - 265	80	3,3 - 6,5	5	9 - 16,5	3	100			
	TOP226Y	85 - 265	60	3,3 - 6,5	5	9 - 16,5	3	100			
	MC33373	185 - 265	80	4 - 6,5	5	10,5 - 16,5	3	100			
	MC33373	85 - 265	60	4 - 6,5	5	10,5 - 16,5	3	100			
	TDA16834	185 - 265	80	5 - 6	5	13 - 15,5	3	100			
	TDA16836	85 - 265	60	5 - 6	5	13 - 15,5	3	100			

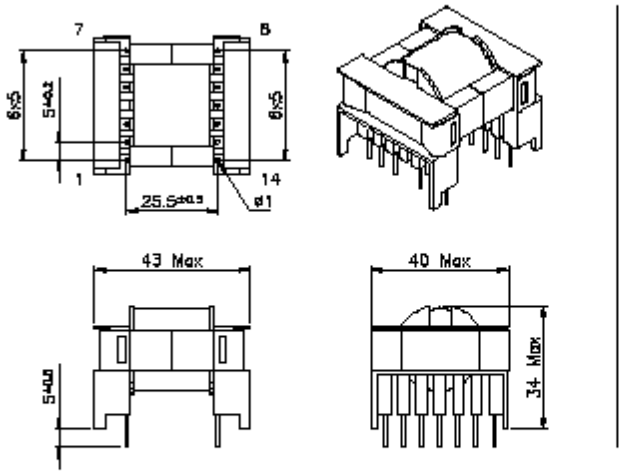
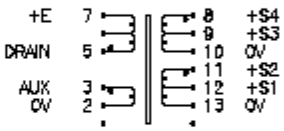


FIG.1

VIEW FROM PIN SIDE
PIN 4 REMOVED



PCB DRILLING DIAMETER 1.5mm

- 9 -

8.2.2 Datasheet circuito parte 2

8.2.2.1 Regulador de tensión 7805

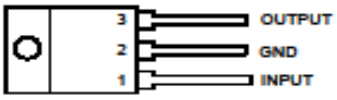
SP78XX

3-Terminal Positive Regulators

Features

- Output Current up to 1.0A
- Fixed Output Voltages of 5V and 12V
- Output Voltage Tolerances of ±5% over the Full Temperature Range
- Internal Short Circuit Current-limiting
- Internal Thermal Overload Protection
- Available in Lead Free, RoHS Compliant Packages

TO-220 Package



Applications

- Consumer Electronics
- Microprocessor Power Supply
- Mother Board I/O Power Supply

General Description

The SP78XX series are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation.

This series of regulators are complete with internal current limiting, thermal shutdown protection, and safe-area compensation which make them virtually immune from output overload. If adequate heat sinking are provided, these regulators can deliver output currents up to 1.0A.

The SP78XX series are available in two standard plastic packages: TO-220 and TO-252.

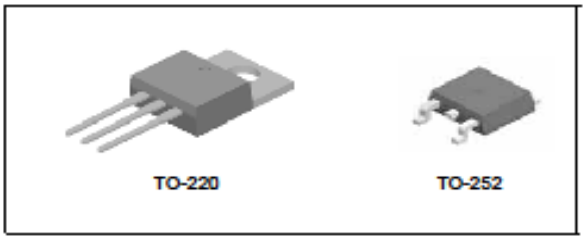


Figure 1. Package Types of SP78XX

Date: 7/28/06 Rev E | SP78XX 3-Terminal Positive Linear Regulators | © 2006 Sipex Corporation

1

8.2.2.2 Regulador de tensión 7818

MC7800, MC7800A, MC7800AE, NCV7800

1.0 A Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed–voltage regulators for a wide variety of applications including local, on–card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe–area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

Features

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe–Area Compensation
- Output Voltage Offered in 1.5%, 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D^2PAK–3, DPAK–3 and Standard 3–Lead Transistor Packages
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC–Q100 Qualified and PPAP Capable
- These are Pb–Free Devices

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value			Unit
		369C	221A	936	
Input Voltage (5.0 – 18 V) (24 V)	V_I	35 40			Vdc
Power Dissipation	P_D	Internally Limited			W
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	92	65	Figure 15	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	5.0	5.0	5.0	°C/W
Storage Junction Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150			°C
Operating Junction Temperature	T_J	+150			°C

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

*This device series contains ESD protection and exceeds the following tests: Human Body Model 2000 V per MIL_STD_883, Method 3015. Machine Model Method 200 V.

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

TO–220
T SUFFIX
CASE 221AB

Heatsink surface connected to Pin 2.

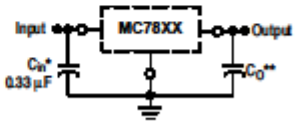
Pin 1. Input
2. Ground
3. Output

D^2PAK–3
D2T SUFFIX
CASE 936

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

DPAK–3
DT SUFFIX
CASE 369C

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 µF could cause instability.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 23 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 28 of this data sheet.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2014

8.2.2.3 Flip-flop tipo d 7474

SN5474, SN54LS74A, SN54S74
SN7474, SN74LS74A, SN74S74
DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR

SDLS119 – DECEMBER 1983 – REVISED MARCH 1988

- **Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs**
- **Dependable Texas Instruments Quality and Reliability**

description

These devices contain two independent D-type positive-edge-triggered flip-flops. A low level at the preset or clear inputs sets or resets the outputs regardless of the levels of the other inputs. When preset and clear are inactive (high), data at the D input meeting the setup time requirements are transferred to the outputs on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs at a voltage level and is not directly related to the rise time of the clock pulse. Following the hold time interval, data at the D input may be changed without affecting the levels at the outputs.

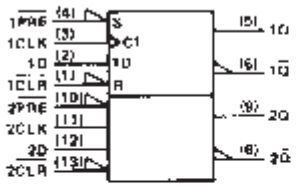
The SN54' family is characterized for operation over the full military temperature range of −55°C to 125°C. The SN74' family is characterized for operation from 0°C to 70°C.

FUNCTION TABLE

INPUTS				OUTPUTS	
PRE	CLR	CLK	D	Q	$\overline{Q}$
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H†	H†
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q_0	$\overline{Q}_0$

† The output levels in this configuration are not guaranteed to meet the minimum levels for V_{OH} if the lowest preset and clear voltage V_{IL} maximum. Furthermore, this configuration is nonstable; that is, it will not persist when either preset or clear returns to its inactive (high) level.

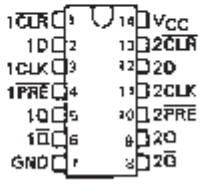
logic symbol[1]



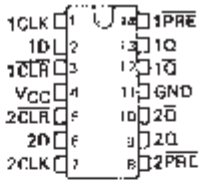
[1] This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

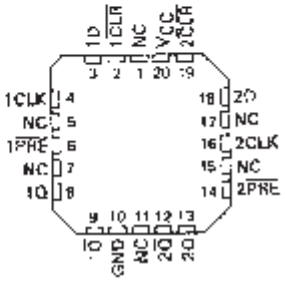
SN5474 . . . J PACKAGE
SN54LS74A, SN54S74 . . . J OR W PACKAGE
SN7474 . . . N PACKAGE
SN74LS74A, SN74S74 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN5474 . . . W PACKAGE
(TOP VIEW)

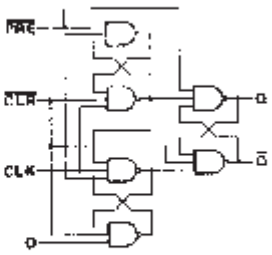


SN54LS74A, SN54S74 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

logic diagram (positive logic)



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

Copyright © 1988, Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

1

SN5474, SN54LS74A, SN54S74
SN7474, SN74LS74A, SN74S74
DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR
SDLS119 – DECEMBER 1983 – REVISED MARCH 1988

recommended operating conditions

			SN5474 MIN	SN5474 NOM	SN5474 MAX	SN7474 MIN	SN7474 NOM	SN7474 MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage		4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High-level input voltage		2			2			V
V_{IL}	Low-level input voltage				0.8			0.8	V
I_{OH}	High-level output current				−0.4			−0.4	mA
I_{OL}	Low-level output current				16			16	mA
t_w	Pulse duration	CLK high	30			30			ns
		CLK low	37			37			
		PRE or CLR low	30			30			
t_{su}	Input setup time before CLK↑		20			20			ns
t_h	Input hold time after CLK↑		5			5			ns
T_A	Operating free-air temperature		−55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS†			SN5474 MIN	SN5474 TYP‡	SN5474 MAX	SN7474 MIN	SN7474 TYP‡	SN7474 MAX	UNIT
V_{IK}		V_{CC} = MIN,	I_I = −12 mA				−1.5			−1.5	V
V_{OH}		V_{CC} = MIN, I_{OH} = −0.4 mA	V_{IH} = 2 V,	V_{IL} = 0.8 V,	2.4	3.4		2.4	3.4		V
V_{OL}		V_{CC} = MIN, I_{OL} = 16 mA	V_{IH} = 2 V,	V_{IL} = 0.8 V,		0.2	0.4		0.2	0.4	V
I_I		V_{CC} = MAX,	V_I = 5.5 V				1			1	mA
I_{IH}	D	V_{CC} = MAX,	V_I = 2.4 V				40			40	μA
	CLR						20			20	
	All Other						80			80	
I_{IL}	D	V_{CC} = MAX,	V_I = 0.4 V				−1.6			−1.6	mA
	PRE§						−1.6			−1.6	
	CLR§						−3.2			−3.2	
	CLK						−3.2			−3.2	
I_{OS}¶		V_{CC} = MAX			−20		−57	−18		−57	mA
I_{CC}#		V_{CC} = MAX,	See Note 2			6.5	13		9.5	15	mA

†For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.
§Clear is tested with preset high and preset is tested with clear high.
¶Not more than one output should be shorted at a time.
#Average per flip-flop.
NOTE 2: With all outputs open, I_{CC} is measured with the Q and $\overline{Q}$ outputs high in turn. At the time of measurement, the clock input is grounded.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see note 3)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
f_{max}				15	25		MHz
t_{PLH}	PRE or CLR	Q or $\overline{Q}$	R_L = 400 Ω, C_L = 15 pF			25	ns
t_{PHL}						40	ns
t_{PLH}	CLK	Q or $\overline{Q}$			14	25	ns
t_{PHL}					20	40	ns

NOTE 3: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

4

8.2.2.4 Puerta and 7409

SDLS034

SN5409, SN54LS09, SN54S09, SN7409, SN74LS09, SN74S09

QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS

DECEMBER 1983 – REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

These devices contain four independent 2-input AND gates. The open-collector outputs require pull-up resistors to perform correctly. They may be connected to other open-collector outputs to implement active-low wired-OR or active-high wired-AND functions. Open-collector devices are often used to generate higher V_{OH} levels.

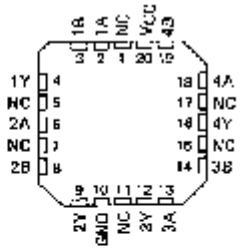
The SN5409, SN54LS09, and SN54S09 are characterized for operation over the full military temperature range of −55°C to 125°C. The SN7409, SN74LS09, and SN74S09 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	H
L	X	L
X	L	L

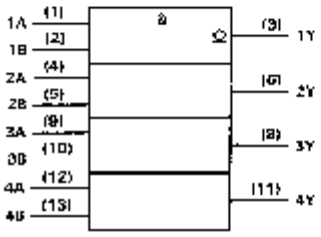
SN5409, SN54LS09, SN54S09 . . . J OR W PACKAGE
SN7409 . . . N PACKAGE
SN74LS09, SN74S09 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)

SN54LS09, SN54S09 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)

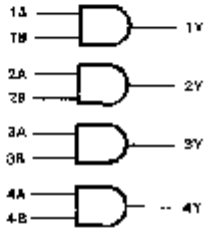


NC—No internal connection

logic symbol



logic diagram (positive logic)



$Y = A \cdot B$ or $Y = \overline{\overline{A} + \overline{B}}$

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

Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

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

TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

SN54LS09, SN74LS09
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS

recommended operating conditions

		SN54LS09			SN74LS09			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High-level input voltage	2			2			V
V_{IL}	Low-level input voltage			0.7			0.8	V
V_{OH}	High-level output voltage			5.5			5.5	V
I_{OL}	Low-level output current			4			8	mA
T_A	Operating free-air temperature	−55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†			SN54LS09			SN74LS09			UNIT
				MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IK}	V_{CC} = MIN,	I_I = −18 mA				−1.5			−1.5	V
I_{OH}	V_{CC} = MIN,	V_{IH} = 2 V,	V_{OH} = 5.5 V			0.1			0.1	mA
V_{OL}	V_{CC} = MIN,	V_{IL} = MAX,	I_{OL} = 4 mA		0.25	0.4		0.25	0.4	V
	V_{CC} = MIN,	V_{IL} = MAX,	I_{OL} = 8 mA					0.35	0.5	
I_I	V_{CC} = MAX,	V_I = 7 V				0.1			0.1	mA
I_{IH}	V_{CC} = MAX,	V_I = 2.7 V				20			20	μA
I_{IL}	V_{CC} = MAX,	V_I = 0.4 V				−0.4			−0.4	mA
I_{CCH}	V_{CC} = MAX,	V_I = 4.5 V			2.4	4.8		2.4	4.8	mA
I_{CCL}	V_{CC} = MAX,	V_I = 0 V			4.4	8.8		4.4	8.8	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	A or B	Y	R_L = 2 kΩ,	C_L = 15 pF		20	35	ns
t_{PHL}						17	35	ns

NOTE 2. Load circuit and voltage waveforms are shown in Section [illegible].

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

8.2.3 Datasheet circuito parte 3

8.2.3.1 Mosfet

NDF08N60Z

N-Channel Power MOSFET 600 V, 0.95 Ω

Features

- Low ON Resistance
- Low Gate Charge
- ESD Diode–Protected Gate
- 100% Avalanche Tested
- These Devices are Pb–Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

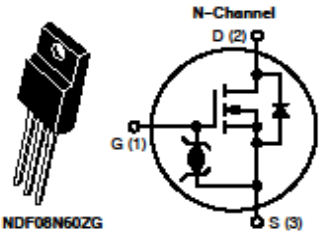
V_{DSS}	$R_{DS(ON)}$ (MAX) @ 3.5 A
600 V	0.95 Ω

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	NDF08N60Z	Unit
Drain–to–Source Voltage	V_{DSS}	600	V
Continuous Drain Current $R_{\theta JC}$ (Note 1)	I_D	8.4	A
Continuous Drain Current $R_{\theta JC}$ T_A = 100°C (Note 1)	I_D	5.3	A
Pulsed Drain Current, V_{GS} @ 10 V	I_{DM}	30	A
Power Dissipation	P_D	36	W
Gate–to–Source Voltage	V_{GS}	±30	V
Single Pulse Avalanche Energy, I_D = 7.5 A	E_{AS}	235	mJ
ESD (HBM) (JESD 22–A114)	V_{esd}	4000	V
RMS Isolation Voltage (t = 0.3 sec., R.H. ≤ 30%, T_A = 25°C) (Figure 14)	V_{ISO}	4500	V
Peak Diode Recovery (Note 2)	dv/dt	4.5	V/ns
Continuous Source Current (Body Diode)	I_S	7.5	A
Maximum Temperature for Soldering Leads	T_L	260	°C
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	−55 to 150	°C

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

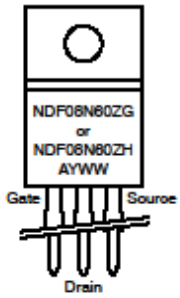
1. Limited by maximum junction temperature
2. I_D ≤ 7.5 A, di/dt ≤ 200 A/μs, V_{DD} ≤ BV_{DSS}, T_J ≤ 150°C.



NDF08N60ZG
TO–220FP
CASE 221D

NDF08N60ZH
TO–220FP
CASE 221AH

MARKING DIAGRAM



A = Location Code
Y = Year
WW = Work Week
G, H = Pb–Free, Halogen–Free Package

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 5 of this data sheet.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2013

July, 2013 – Rev. 3

Publication Order Number:
NDF08N60Z/D