

TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE TUXTLA GUTIÉRREZ

INGENIERÍA ELÉCTRICA

REPORTE DE RESIDENCIA

**DISEÑO Y DESARROLLO DE UNA FUENTE TRIFÁSICA CON IGBT'S PARA
PRÁCTICAS DE INGENIERÍA ELÉCTRICA – ELECTRÓNICA**

ASESOR INTERNO:

M.C. OSVALDO BRINDIS VELÁZQUEZ

ALUMNO:

ADOLFO ÁNGEL ALEGRÍA GALDÁMEZ

SÁNCHEZ MOLINA JAIME YTIEL

TUXTLA GUTIÉRREZ, CHIAPAS, AGOSTO – DICIEMBRE 2015

Índice

1. Introducción.....	3
1.1 Antecedentes.....	3
1.2 Estado del Arte.....	4
1.3 Justificación.....	5
1.4 Objetivo.....	5
1.4.1 Objetivo General.....	5
1.4.2 Objetivos Específicos.....	5
1.5 Metodología.....	6
2. Fundamento Teórico.....	8
2.1 Fuentes trifásicas.....	8
2.2 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	10
2.3 Arduino Due.....	12
2.4 Rectificación trifásica.....	16
2.4.1 Rectificación trifásica de medio puente.....	18
2.5 Inversores Trifásicos.....	20
2.5.1 Conducción a 180 grados.....	21
3. Desarrollo.....	22
3.1 Diseño de la fuente trifásica usando IGBT's.....	22
3.2 Diseño de la etapa de control para la fuente trifásica.....	26
3.3 Diseño e implementación de la fuente con la etapa de control acoplada.....	28
4. Resultados.....	30
4.1 Pruebas a la primera etapa de control.....	30
5. Conclusión y Recomendaciones.....	34
Referencias Bibliográficas.....	35
Anexos.....	36

Índice De Figuras

Figura 1. Generador Trifásico.....	3
Figura 2. Fuente SCI 310.....	4
Figura 3. Esquema de microred basada en fuentes renovables de energía con interface CA-CC-CA.	5
Figura 4. Diseño del Hardware.....	6
Figura 5. Diseño del Software.	7
Figura 6. Generador de tensión alterna trifásica	9
Figura 7. Representación simbólica del transistor IGBT. a) Como BJT, b) Como MOSFET.....	10
Figura 8. Corte transversal y circuito equivalente de los IGBT's.....	11
Figura 9. Arduino DUE y sus puertos de comunicación.	15
Figura 10. Rectificación trifásica en puente.	16
Figura 11. Rectificación trifásica media onda.	18
Figura 12. Onda trifásica de un transformador sin rectificar	19
Figura 13. Onda trifásica de un transformador rectificadora.....	19
Figura 14. Inversor trifásico formado por tres inversores monofásicos	20
Figura 15. Puente inversor trifásico.	21
Tabla 16. Estados de interruptor para inversor trifásico de fuente de voltaje (VSI)	22
Figura 17. Fuente trifásica del laboratorio de ingeniería eléctrica.	23
Figura 18. Variacs extraídos de la fuente trifásica	24
Figura 19. Diagrama de puente H con IGBT's.	24
Figura 20. Circuito de puente de IGBT's para una fase.....	25
Figura 21. Puentes de IGBT's para fuente trifásica	26
Figura 22. Rectificación e inversión trifásica con IGBT's.....	26
Figura 23. Representación gráfica de área bajo la curva.	27
Figura 24. Puente de IGBT's acoplado con Circuito de control	29
Figura 25. Driver (L6384) empleado para disparar IGBT's.	29
Figura 26. Diagrama a bloques del Driver (L6384).	30
Figura 27. Pruebas en etapa de control.....	31
Figura 28. Pruebas en etapa de control en protoboard.....	32
Figura 29. Señales de salida de los pulsos PWM.....	32
Figura 30. Salidas de PWM abarcando el área bajo la curva de la onda senoidal	33
Figura 31. Fuente trifásica a utilizar para su reactivación de primera etapa.....	36
Figura 32. Rectificación trifásica de medio puente, para emplear en IGBT'S con sus respectivas protecciones.....	37
Figura 33. IGBT's 20N60C3 empleado en el puente H.....	37
Figura 34. Simulación de Puente IGBT's con los drivers	37
Figura 36. Pruebas físicas al puente de IGBT's.....	37
Figura 35. Disipador empleado en cada IGBT's	37
Figura 37. Resultados obtenidos en osciloscopio, de las pruebas en figura 36.....	37
Figura 38. Matriz empleada en código de programación	37

1. Introducción.

1.1 Antecedentes.

En la actualidad es una la fuentes trifásicas con las que cuenta el Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez, lograda su modernización a través del programa de sistema interno de Investigación; parte de sus componentes tienen alrededor de 30 años de antigüedad, por lo que han sufrido los estragos de los años y múltiples reparaciones; por lo que en algunos años disminuirá su rendimiento. Además de que los avances tecnológicos que se vienen día con día han venido dejando obsoletos muchos de los componentes con las que cuentan estas fuentes.

Las fuentes de voltaje son fundamentales para el desarrollo y elaboración de prácticas en laboratorio en las carreras de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Los nuevos avances tecnológicos en los últimos años han hecho que los dispositivos se hagan más complejos y especializados. Por lo que el trabajo acá descrito está enfocado en el desarrollo e implementación de una fuente trifásica digital de estado sólido, es decir que no utilice variacs para la regulación de voltaje.

En lugar de ellos se especifica el uso de puentes de IGBT's controlados por microcontroladores para la variación, con lo que se incrementaría el tiempo de vida del dispositivo y se haría más eficiente su uso en las prácticas de laboratorio; en las que se utilizan motores, transformadores monofásicos y trifásicos, circuitos eléctricos en serie, paralelo, serie-paralelo, entre otros.

Una de las razones para estudiar el estado senoidal permanente es que la mayor parte de la energía eléctrica para la industria y los hogares se usa en forma de corriente alterna. Una fuente polifásica, como la mostrada en la figura 1, se estudia porque casi toda la energía eléctrica se genera y distribuye como potencia polifásica con una frecuencia de 60 Hz.

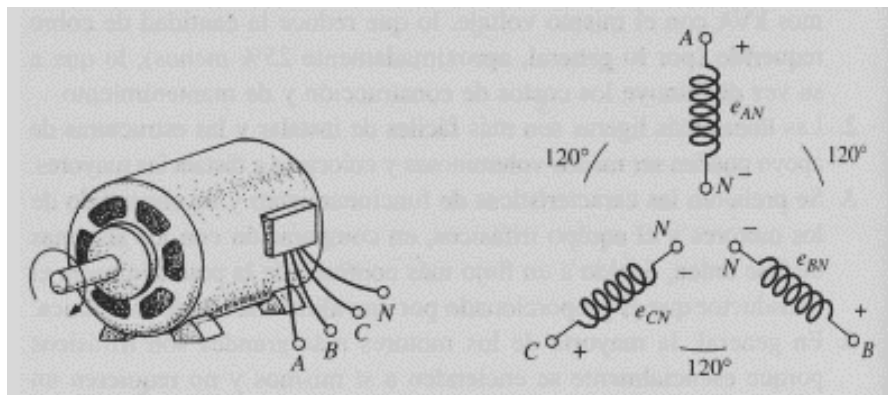


Figura 1. Generador Trifásico.

1.2 Estado del Arte.

Debido al creciente desarrollo industrial, el número de dispositivos electrónicos conectados a la red eléctrica se ha incrementado, produciendo cada vez más perturbaciones sobre la misma [1]. Por otra parte la irrupción de formas de energía alternativas (eólica, solar) conectadas a la red eléctrica supone nuevas exigencias. Por esta razón son cada vez más los métodos que se ocupan tanto de realizar mediciones sobre la calidad de la línea eléctrica, como de determinar el sincronismo de la misma, etc. [2][3][4].

Dentro de los productos distribuidos en el país que conforman tres fases de voltaje, se encuentran únicamente aquellos que ofrecen limitaciones hasta 24 V de corriente alterna trifásica, un ejemplo de ello es SCI 310, que es una fuente portátil de inyección de corriente alterna secundaria trifásica, de frecuencia 50 Hz y desfasadas 120 grados. Dispone de salidas de referencia (3x380 V+ Neutro) para verificación de secuencia de fase o tensión de alimentación a otros equipos, y una Potencia de 3x100 VA.



Figura 2. Fuente SCI 310.

De acuerdo a las nuevas posibilidades de poder imitar de manera digital con dispositivos microcontroladores las fases de energía trifásica que tenemos en nuestro sistema de red eléctrica se propuso la idea de un Modelado y control trifásico con convertidores PWM, teniendo en cuenta sistemas de filtrado y eliminación de ruidos en las fases de cada inversor, asimismo poder controlar la corriente y disparos de los dispositivos por cada fase. [5]

En el año 2013 se propuso un convertidor DC-AC trifásica para microredes autónomas basados en fuentes de energía renovables. La topología microred ofrece características de control simples, donde el enlace AC no necesita una estrategia de control de tensión compleja. El convertidor DC-AC (inversor trifásico) genera tensiones de salida con muy baja distorsión armónica total para cualquier tipo de carga. Totalmente controlado por un microchip DSC dsPIC30F4011. [6]

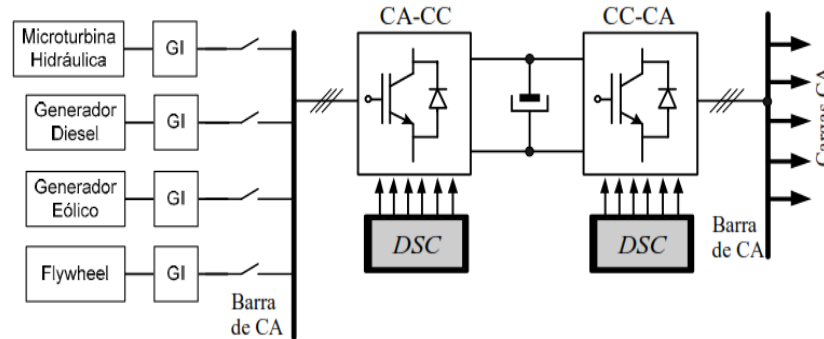


Figura 3. Esquema de microred basada en fuentes renovables de energía con interface CA-CC-CA.

1.3 Justificación.

La importancia de este proyecto radica en que la investigación abre las puertas de la modernización del equipo con el que cuenta el Instituto Tecnológico además de que al contar con un diseño, este podría reproducirse en un futuro y se estaría creando equipo propio, con lo que los principales beneficiados serán los alumnos de la institución, los docentes y laboratorios de Ing. Electrónica y Eléctrica por el mejoramiento de su servicio.

1.4 Objetivo

1.4.1 Objetivo General

Diseñar e implementar una fuente trifásica de estado sólido a través del uso de puentes de IGBT's, que permita la obtención de potencia instantánea constante, con una interfaz digitalizada.

1.4.2 Objetivos Específicos.

Diseñar e implementar cada una de las etapas de la fuente.

Generar corrientes y voltajes en tres fases utilizando dispositivos IGBT's: Utilizar puentes de IGBT's para la generación de tres fases de Corriente Alterna, que cumplan con los requerimientos mínimos de voltaje y corriente (220 VAC, 8 A).

Diseñar e implementar un sistema digital de control de voltaje para los IGBT's.

Diseñar un control digital que permita la variación del voltaje de fase a través de del uso de microcontroladores.

1.5 Metodología.

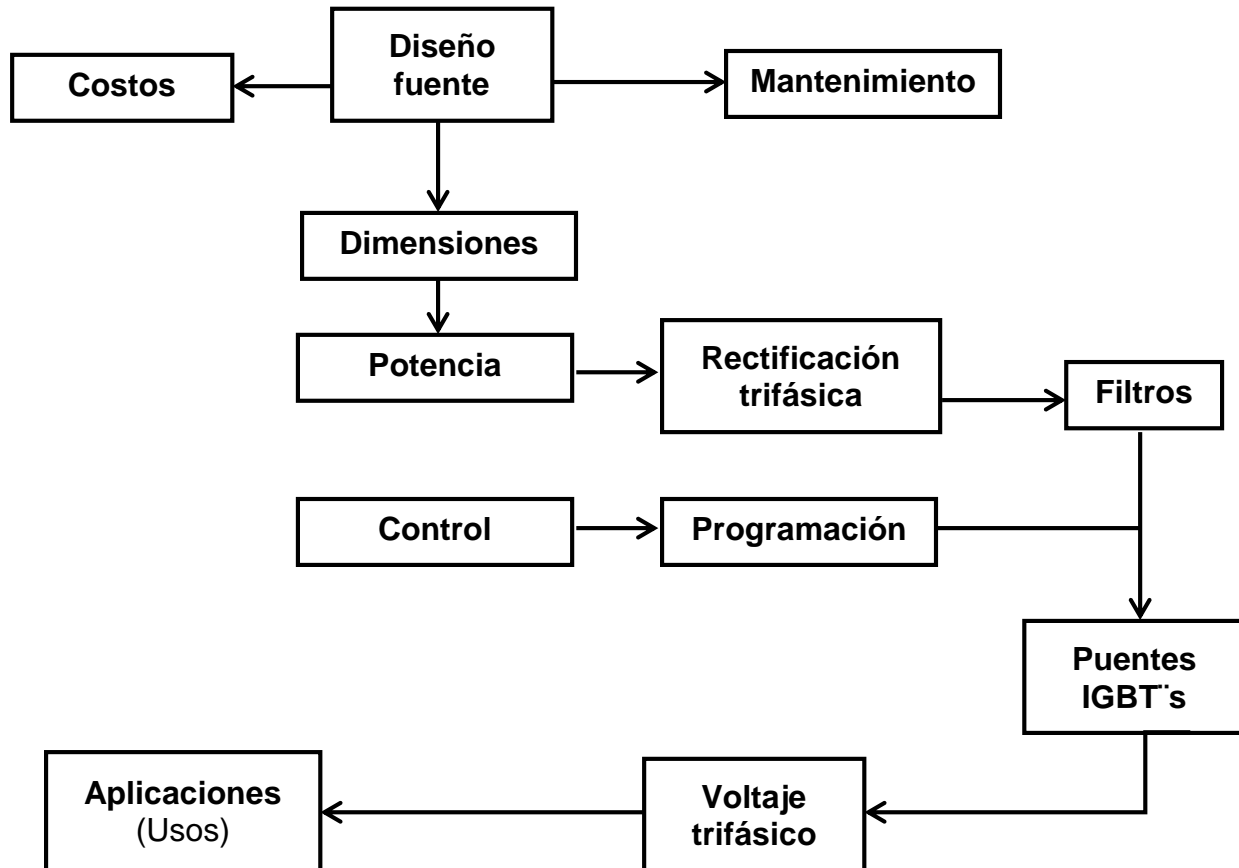


Figura 4. Diseño del Hardware.

Costos: dependerá de la calidad de materiales a emplear, y mejorar la calidad de los que se reemplacen. Así como usar nuevas tecnologías para reemplazar las anticuadas.

Diseño: basándose en la fuente a mejorar, se instalarán los circuitos de modo que sean de fácil manejo en caso de cambiar las piezas dañadas, al mismo tiempo reforzarlos y no sean débiles al momento de su uso.

Mantenimiento: Al ser una fuente de estado sólido, el mantenimiento será muy poco, casi nulo, solo necesitará limpieza de polvo en casos extremos, contará con sistemas de protección, en caso de quemarse o dañarse las piezas, estas podrán ser reemplazadas.

Dimensiones: se emplearán las mismas dimensiones de la carcasa de la fuente para insertar los componentes nuevos, disminuyendo peso.

Potencia: El voltaje que es suministrado para la fuente es trifásica, de 220V, 5A, por fase, con su respectivo interruptor.

Rectificación trifásica: Se empleara voltaje en CD, para poder trabajar el pwm con el microcontrolador.

Filtro: se usaran capacitores para poder eliminar los rizados de la rectificación trifásica, para que esta sea distribuida de una manera uniforme.

Control: circuito que se diseñara para efectuar los disparos de la señal del microcontrolador para crear los tipos de salida de onda hacia los IGBT's.

Programación: contendrá lo necesario para poder crear una onda tipo senoidal, empleando los métodos de integración por partes.

Puentes IGBT's: Se emplearan de modo puedan distribuir la señal y dar una salida para crear la onda tipo senoidal, al mismo tiempo sean capaces de soportar la potencia que vamos a emplear.

Voltaje trifásico salida: será la salida trifásica, de modo que sea creada por el pwm, para que posteriormente pueda ser manipulado.

Aplicaciones (Usos): dependerá de los motores o aparatos de mediciones a usar para las prácticas de laboratorio.

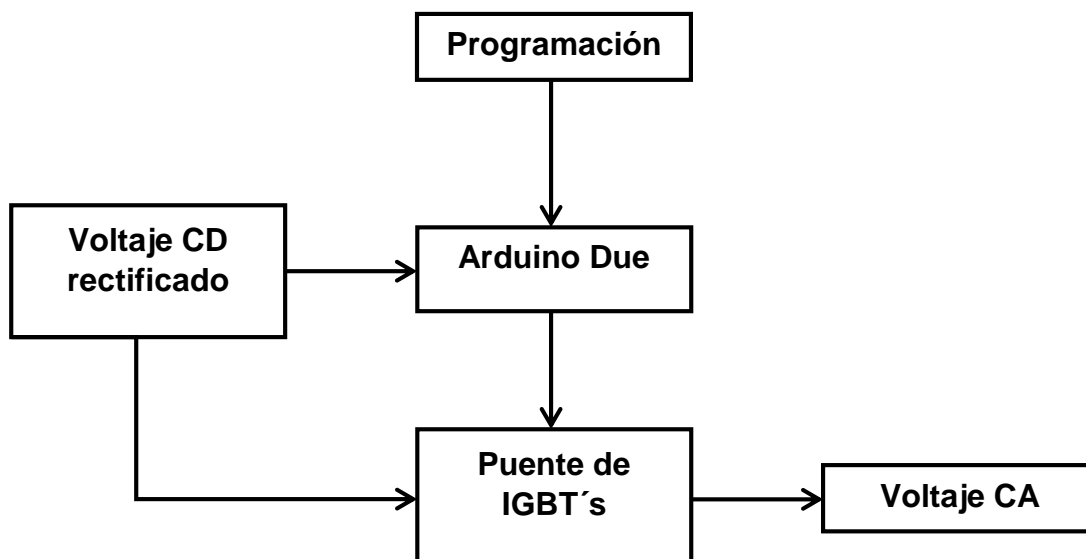


Figura 5. Diseño del Software.

2. Fundamento Teórico.

La generación, transmisión y distribución de energía eléctrica se efectúa a través de sistemas trifásicos de corriente alterna. Las ventajas que se obtienen en los sistemas trifásicos con respecto a los monofásicos son:

- Ahorro de materiales en equipos, líneas de transmisión y distribución.
- Generación de campos magnéticos rotantes (Principio de funcionamiento de los motores)
- Potencia instantánea constante.

2.1 Fuentes trifásicas.

Un generador trifásico de tensión está compuesto por:

Una parte fija o estator, constituido por un paquete de chapas magnéticas que conforman un cilindro con una serie de ranuras longitudinales, que en el caso que analizaremos presenta la cantidad mínima que es de 6 ranuras.

Sobre cada par de ranuras opuestas se colocan los lados de una bobina, cuyos principios y fin tienen la siguiente designación:

Bobina 1: u - x

Bobina 2: v - y

Bobina 3: w - z

Las bobinas son constructivamente iguales, con el mismo número de espiras y con una distribución geométrica tal que sus ejes magnéticos forman un ángulo de 120° . Una parte móvil o rotor, que está ubicada dentro del estator y que consiste de un electroimán alimentado por corriente continua. El giro de dicho rotor se produce mediante una maquina impulsora (Motor diésel, turbina de vapor, de gas, hidráulica, eólica) que mantiene una velocidad angular constante.

La figura 6 muestra el corte perpendicular a eje de un generador elemental en el cual se ha dibujado solo un par de ranuras por fase, y la forma de una de las espiras. Dado que el electroimán produce un flujo $[\Phi]$ de valor constante, las bobinas concatenaran un valor de flujo de acuerdo a la posición instantánea del rotor.

Si tomamos la bobina u - x de "N" espiras (La cual en el esquema anterior está representada por una sola espira por razones de simplicidad del dibujo), y llamamos " α " al ángulo entre el eje magnético del electroimán y el eje vertical, el flujo concatenado por la bobina para ese instante es:

$$\varphi = \Phi \sin \alpha$$

Dependiendo el ángulo α de la velocidad angular del rotor y del tiempo transcurrido, o sea; $\alpha = \omega t$, con lo cual:

$$\varphi = \Phi \sin \omega t$$

De acuerdo a la Ley de Faraday-Lenz, entre los terminales de las bobinas se inducirá una fuerza electromotriz cuyo valor es:

$$e_{ux} = N \frac{d\varphi}{dt} = N\Phi\omega \cos\omega t \quad \text{Siendo } E_{max} = N\Phi\omega t$$

$$e_{ux} = E_{max} \sin \omega t$$

Si analizamos la bobina v - y, vemos que el fenómeno se repite pero con un atraso de 120° , debido a la disposición geométrica de ambas, o sea que:

$$e_{vy} = E_{max} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

Lo mismo sucede con la bobina w - z:

$$e_{wz} = E_{max} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

De esta manera se ha logrado tener un sistema de tres tensiones alternas desfasadas 120° en el tiempo, una de otra.

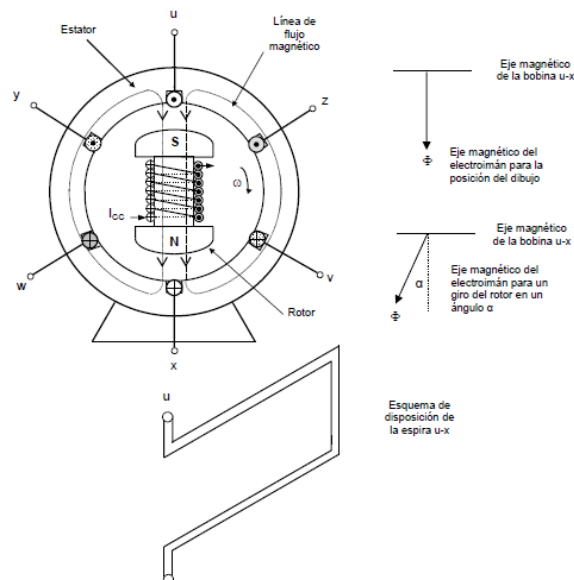


Figura 6. Generador de tensión alterna trifásica

2.2 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

Los IGBT's son transistores de potencia de voltaje controlado. En forma inherente, son más rápidos que los BJT, pero no tan rápidos como los MOSFET. Sin embargo ofrecen características muy superiores de activación y de salida que los BJT. Los IGBT son adecuados para alto voltaje, gran corriente y frecuencias de hasta 20 khz. Y se consiguen hasta 1700 V y 2400 A.

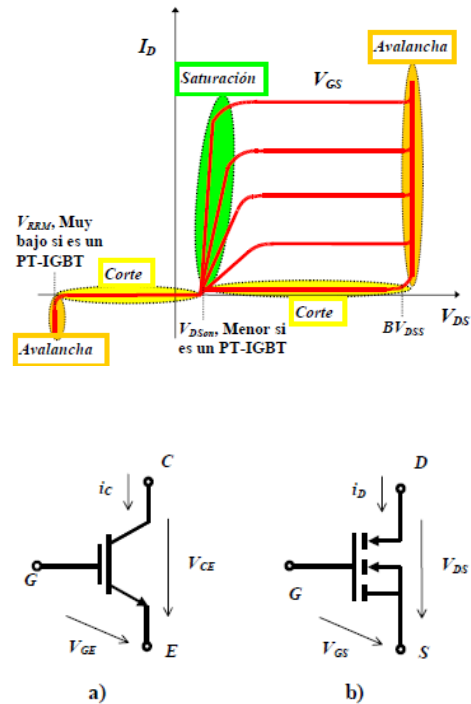


Figura 7. Representación simbólica del transistor IGBT. a) Como BJT, b) Como MOSFET.

En un IGBT se combinan las ventajas de los BJT y de los MOSFET. Un IGBT tiene alta impedancia de entrada, como los MOSFET, y pocas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT. Sin embargo, no tiene problema de segunda avalancha, como los BJT. Por el diseño y la estructura del *microcircuito*, se controla la resistencia equivalente de drenaje a fuente, R , para que se comporte como la de un BJT

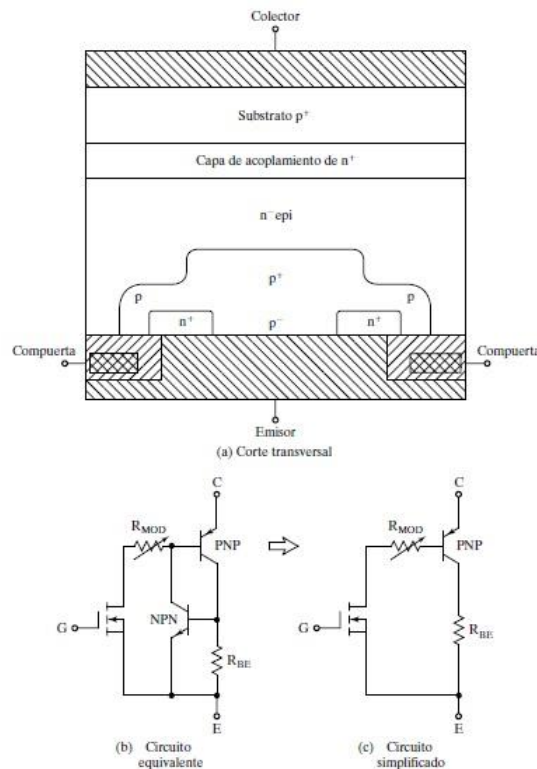


Figura 8. Corte transversal y circuito equivalente de los IGBT's

En la figura 8a se muestra la sección transversal de la estructura de silicio de un IGBT, que es idéntica a la de un MOSFET, a excepción del substrato p_+ . Sin embargo, el rendimiento de un IGBT se parece más al de un BJT que al de un MOSFET. Esto se debe al substrato p_+ , causante de la inyección de portadores minoritarios en la región n . El circuito equivalente se muestra en la figura 8b, que se puede simplificar al de la figura 8c. Un IGBT se hace con cuatro capas alternas $PNPN$, y puede tener retención como un tiristor, cuando se cumple la condición necesaria:

$(\beta_{npn} \beta_{pnp}) > 1$. La capa de acoplamiento n_+ y la ancha base epitaxial reducen la ganancia de la terminal NPN por diseño interno, y con ello evitan la retención. Los IGBT tienen dos estructuras: de perforación (PT, de *punch-through*) y de no perforación (NPT, de *non punch-through*). En la estructura IGBT PT, el tiempo de conmutación se reduce usando una capa de acoplamiento n muy dopada, en la región de corrimiento cerca del colector. En la estructura NPT los portadores tienen una vida mayor que en una estructura PT, lo que causa modulación de conductividad de la región de corrimiento y reduce la caída de voltaje en estado de encendido.

Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, parecido a un MOSFET de potencia. Como en un MOSFET, para el encendido se hace positiva la compuerta con respecto al emisor, los portadores n son atraídos al canal p cerca de la región de la compuerta; esto produce una polarización en directa de la base del transistor

n pn, que con ello se enciende. Un IGBT sólo se enciende aplicándole un voltaje de compuerta positivo, para que los portadores n formen el canal, y se apaga eliminando el voltaje de compuerta, para que el canal desaparezca.

Requiere un circuito de control muy simple. Tiene menores pérdidas de conmutación y de conducción, y al mismo tiempo comparte muchas de las propiedades adecuadas de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, corriente pico, buenas características y robustez. En forma inherente, un IGBT es más rápido que un BJT.

2.3 Arduino Due

El Arduino Due es una placa electrónica basada en la CPU Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3. Es la primera placa Arduino basado en un microcontrolador núcleo ARM de 32 bits. Cuenta con 54 pines digitales de entrada / salida (de los cuales 12 se pueden utilizar como salidas PWM), 12 entradas analógicas, 4 UARTs (hardware puertos serie), un reloj de 84 MHz, una conexión capaz USB OTG, 2 DAC (de digital a analógico) , 2 TWI, un conector de alimentación, una cabecera de SPI, un encabezado JTAG, un botón de reinicio y un botón de borrado.

A diferencia de la mayoría de las placas Arduino, la placa Arduino Due funciona a 3.3V. La tensión máxima que los pines de E / S pueden tolerar es 3.3V. La aplicación de voltajes superiores a 3,3 V a cualquier pin de E / S podría dañar la placa.

Microcontrolador Arduino Características:

Microcontroladores	AT91SAM3X8E
Tensión de funcionamiento	3.3V
Voltaje de entrada (recomendado)	7-12V
Voltaje de entrada (límites)	6-16V
Pines digitales I / O	54 (de las cuales 12 proporcionan salida PWM)
Pines de entrada analógica	12
Pines de salida analógica	2 (DAC)
Total Corriente de salida DC en todas las líneas de E / S	130 mA
Corriente DC de 3.3V Pin	800 mA

Corriente DC de 5V Pin	800 mA
Memoria flash	512 KB disponibles para las aplicaciones de usuario
SRAM	96 KB (dos bancos: 64KB y 32KB)
Velocidad de reloj	84 MHz
Largo	101.52 mm
Anchura	53,3 mm
Peso	36 g

contiene un núcleo de 32 bits, que permite operaciones en 4 bytes de datos de ancho dentro de un único reloj de la CPU, Reloj de la CPU a 84Mhz, 96 Kbytes de SRAM, 512 Kbytes de memoria flash para el código, un controlador de DMA, que puede aliviar la CPU de hacer tareas intensivas de memoria.

Potencia (no USB) externo puede venir con un adaptador de CA a CC (pared-verruga) o la batería. El adaptador se puede conectar al conectar un enchufe de 2,1 mm de centro-positivo en el conector de alimentación de la placa. Leads de una batería se pueden insertar en los cabezales de pin GND y Vin del conector de alimentación.

Los pines de alimentación son como sigue:

Vin. La tensión de entrada a la placa Arduino usa una fuente de alimentación externa (por oposición a 5 voltios de la conexión USB u otra fuente de alimentación regulada). Usted puede suministrar tensión a través de este pin.

Pin 5V .Este emite 5V regulado de la placa. La placa puede ser alimentada ya sea desde la toma de alimentación de CC (7 - 12 V), el conector USB (5V), o el pin VIN del tablero (7-12V). El suministro de tensión a través de los pines de 5V o 3.3V no pasa por el regulador, y puede dañar su tablero. No aconsejamos ella.

3V3. Un suministro de 3,3 voltios generada por el regulador de a bordo. Empate Corriente máxima es de 800 mA. Este regulador también proporciona el suministro de energía al microcontrolador SAM3X.

GND. Patillas de tierra.

Memoria: El SAM3X tiene 512 KB (a 2 cuerdas de 256 KB) de memoria flash para el almacenamiento de código. El cargador de arranque está precargado en la fábrica de Atmel y se almacena en una memoria ROM dedicado. La SRAM disponible es de 96 KB en segundo banco contiguo de 64 KB y 32 KB. Toda la memoria disponible

(Flash, RAM y ROM) se puede acceder directamente como un espacio de direccionamiento plano. Es posible borrar la memoria flash del SAM3X con el botón de borrado a bordo. Esto eliminará el boceto cargado actualmente de la MCU. Para borrar, pulse y mantenga pulsado el botón de borrado durante unos segundos mientras la placa se enciende.

Entrada y salida

E / S digitales: Contactos de 0 a 53, cada uno de los 54 pines digitales en el Due puede ser usado como una entrada o salida, utilizando `pinMode ()`, `digitalWrite ()`, y `digitalRead ()` funciones. Operan a 3,3 voltios. Cada pin puede proporcionar (fuente) una corriente de 3 mA o 15 mA, dependiendo de la clavija, o recibir (sumidero) una corriente de 6 mA o 9 mA, dependiendo del pin. También tienen una resistencia de pull-up (desconectado por defecto) de 100 KOhm. Además, algunos pines tienen funciones especializadas:

Serial: 0 (RX) y 1 (TX)

Serie 1: 19 (RX) y 18 (TX)

Serie 2: 17 (RX) y 16 (TX)

Serial 3: 15 (RX) y 14 (TX) Se utiliza para recibir (RX) y la transmisión de datos en serie (TX) TTL (con 3,3 V nivel). Pinos 0 y 1 están conectados a los pines correspondientes de la USB-to-TTL chips Serial ATmega16U2.

PWM: Contactos 2 a 13, proporcionar salida PWM de 8 bits con el `analogWrite ()` función. La resolución de la PWM se puede cambiar con la función `analogWriteResolution ()`.

Entradas analógicas: Contactos de A0 a A11 el Due dispone de 12 entradas analógicas, cada uno de los cuales pueden proporcionar 12 bits de resolución (es decir, 4096 valores diferentes). Por defecto, la resolución de las lecturas se ha fijado en 10 bits, para la compatibilidad con otras placas Arduino. Es posible cambiar la resolución del ADC con `analogReadResolution ()`. Entradas analógicas hasta un valor máximo de 3.3V. La aplicación de más de 3,3 V en los pines del Due dañará el chip SAM3X. La función `analogReference ()` se ignora en la causa.

Conexión: El puerto de programación está conectado a un ATmega16U2, que proporciona un puerto COM virtual al software en un ordenador conectado (Para reconocer el dispositivo, máquinas Windows necesitarán un archivo .inf, pero las máquinas OSX y Linux reconocerán la junta como un puerto COM automáticamente). El 16U2 también está conectado a la UART hardware SAM3X. De serie en los pines RX0 y TX0 proporciona comunicación Serial-to-USB para la programación de la junta a través del microcontrolador ATmega16U2. El software de Arduino incluye un monitor de serie que permite a los datos de texto simples para ser enviados hacia y desde el tablero. Los LEDs RX y TX de la placa parpadean cuando se están transmitiendo datos a través del chip y conexión USB

ATmega16U2 al ordenador (pero no para la comunicación en serie en los pines 0 y 1).

El puerto USB nativo está conectado a la SAM3X. Permite la serie (CDC) de comunicación a través de USB. Esto proporciona una conexión serie con el Monitor de serie u otras aplicaciones del equipo. También permite que el duque de emular un ratón o teclado USB a un ordenador conectado. Para utilizar estas funciones, consulte el Mouse y páginas de referencia de la biblioteca del teclado.

El puerto USB nativo también puede actuar como un host USB para periféricos conectados, tales como ratones, teclados y teléfonos inteligentes. Para utilizar estas funciones, consulte las páginas de referencia ushhost.

El SAM3X también soporta la comunicación TWI y SPI. El software de Arduino incluye una biblioteca de alambre para simplificar el uso del bus TWI; consulte la documentación para obtener más detalles. Para la comunicación SPI, utilice la biblioteca de SPI.

Programación: La causa puede ser programada con el Arduino software (IDE). Para obtener más información, consulte la referencia y tutoriales.

Cargar bocetos al SAM3X es diferente a los microcontroladores AVR se encuentran en otras placas Arduino porque la memoria flash tiene que ser borrado antes de ser re-programado. Sube al chip es administrado por la ROM en el SAM3X, que se ejecuta sólo cuando la memoria flash del chip está vacía.

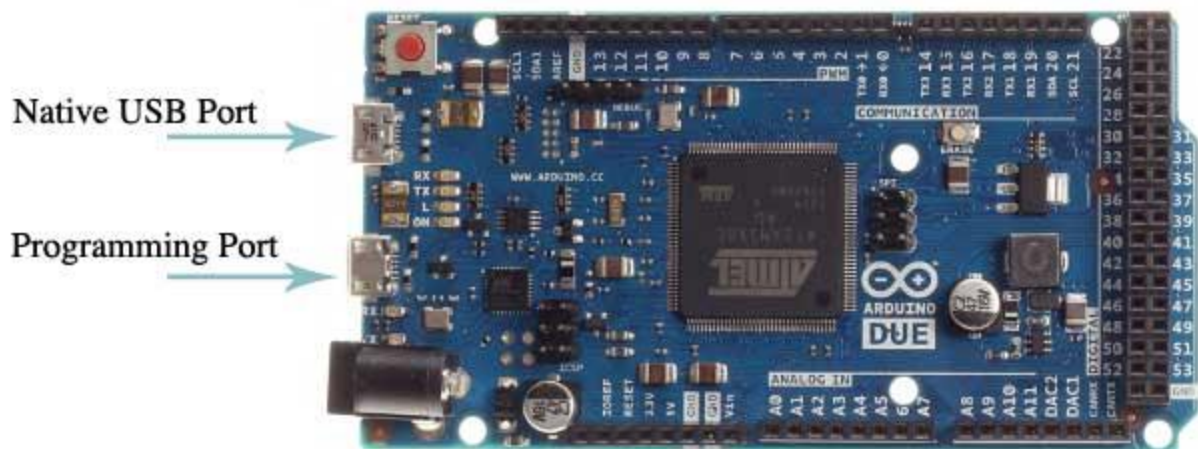


Figura 9. Arduino DUE y sus puertos de comunicación.

El Arduino Due está diseñado para ser compatible con la mayoría de los escudos diseñados para el Uno, Diecimila o Duemilanove. Pines digitales 0 a 13 (y la AREF adyacente y pines GND), entradas analógicas 0 a 5, en la cabecera de energía, y "ICSP" (SPI) de cabecera están en lugares equivalentes. Además, la UART principal (puerto serie) se encuentra en los mismos pines (0 y 1). *Tenga en cuenta que I2C no se encuentra en las mismas patillas del vencimiento (20 y 21) como el Duemilanove / Diecimila (entradas analógicas 4 y 5).*

2.4 Rectificación trifásica

Un rectificador trifásico en puente se utiliza frecuentemente en aplicaciones de alta potencia, y se muestra en la figura 10. Es un *rectificador de onda completa*, y puede operar con o sin transformador, y produce rizados de seis pulsos en el voltaje de salida. Los diodos se numeran en el orden de las secuencias de conducción, y cada uno conduce durante 120° . La secuencia de conducción para los diodos es $D1_D2, D3_D2, D3_D4, D5_D6$ y $D1_D6$. El par de diodos conectados entre el par de líneas de alimentación que tienen el mayor voltaje instantáneo de línea a línea es el que conduce.

El voltaje de línea a línea es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de fase, para una fuente trifásica conectada en Y. Las formas de onda y los ángulos de conducción de los diodos se ven en la figura 3.14 [4]. Si V_m es el valor pico del voltaje de fase, los voltajes instantáneos de fase se pueden describir como

$$v_{an} = V_m \sin \omega t \quad v_{bn} = V_m \sin(\omega t - 120^\circ) \quad v_{cn} = V_m \sin(\omega t - 240^\circ)$$

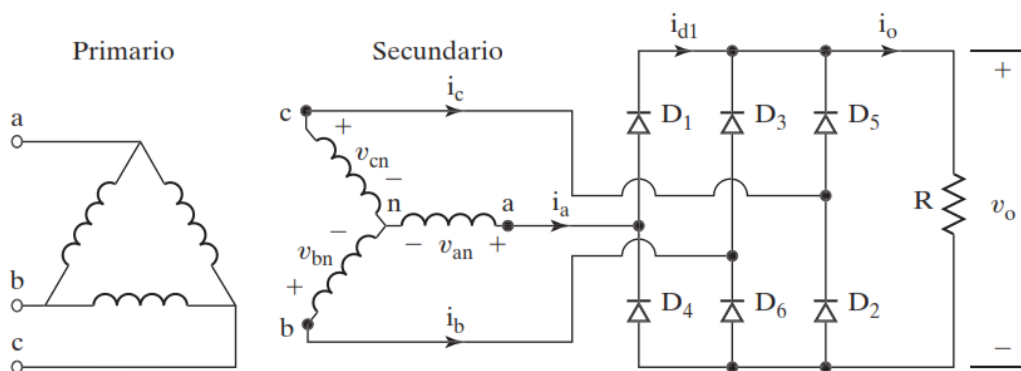


Figura 10. Rectificación trifásica en puente.

Ya que el voltaje de línea a línea está 30° adelantado al voltaje de fase, los voltajes instantáneos de línea a línea se pueden describir como

$$V_{ab} = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad V_{bc} = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t - 90^\circ)$$

$$V_{ca} = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t + 210^\circ)$$

El voltaje promedio de salida se determina como

$$\begin{aligned} V_{cd} &= \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_m \cos \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654V_m \end{aligned}$$

Donde V_m es el voltaje pico de fase. El voltaje rms de salida es

$$\begin{aligned} V_{ms} &= \left[\frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= \left(\frac{2}{3} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2} V_m = 1.6554V_m \end{aligned}$$

Si la carga es puramente resistiva, la corriente pico a través de un diodo es $I_m = \sqrt{3} \frac{V_m}{R}$, el valor rms de la corriente en cada diodo es:

$$\begin{aligned} I_r &= \left[\frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= I_m \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} = 0.5518 I_m \end{aligned}$$

Y el valor rms de la corriente en el secundario del transformador es

$$\begin{aligned} I_s &= \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} = 0.7804 I_m \end{aligned}$$

Donde I_m es la corriente pico de línea en el secundario.

Para un rectificador trifásico, $q=6$ define al voltaje instantáneo de salida como

$$v_0(t) = 0.9549 V_m \left(1 + \frac{2}{35} \cos(6\omega t) - \frac{2}{143} \cos(12\omega t) + \dots \right)$$

2.4.1 Rectificación trifásica de medio puente.

Consisten en conectar un diodo a la salida de cada arrollamiento, que se unirán en un punto común que después alimentará a la resistencia o carga del circuito. El retorno de la corriente se realiza a través de la línea de neutro. La imagen inferior nos aclara esta explicación.

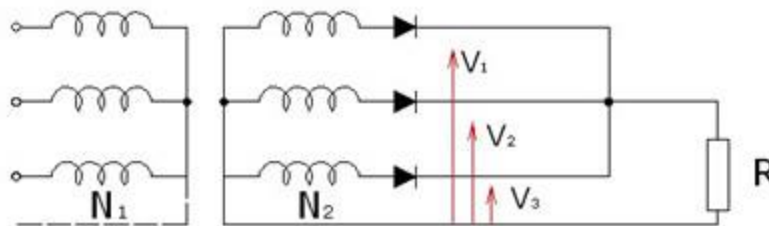


Figura 11. Rectificación trifásica media onda.

Es evidente que el arrollamiento secundario está dispuesto en estrella y que de la unión común de las tres bobinas se saca la línea de neutro. Además, tal y como indica la imagen, cada bobina tendrá, con respecto a neutro, las tensiones V_1 , V_2 y V_3 respectivamente, que se producirán desfasadas 120° .

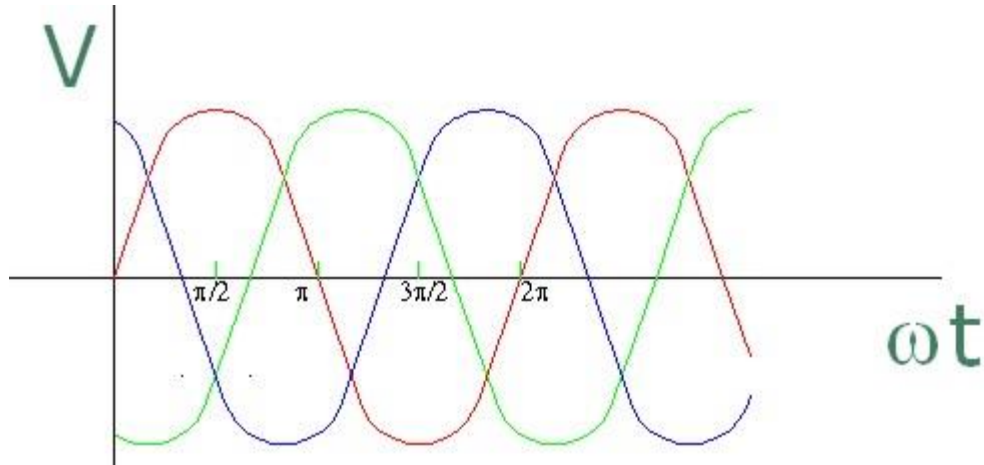


Figura 12. Onda trifásica de un transformador sin rectificar

Las tensiones V_1 , V_2 y V_3 están representadas en la gráfica, por las ondas roja, verde y azul. Pero en realidad, al haber colocado un diodo a cada salida, el semiciclo negativo de cada onda quedará suprimido, es decir, que la tensión que le llegue a la carga será la línea ondulada de color gris.

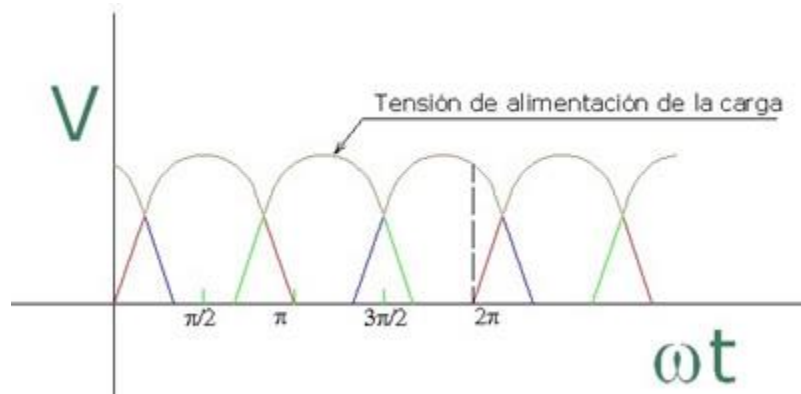


Figura 13. Onda trifásica de un transformador rectificada.

Analizando la figura 13 podemos observar que cada bobina alimentará la carga durante $1/3$ del periodo y cada diodo estará conduciendo durante tanto tiempo como la corriente de su bobina sea superior que la de las demás. La línea de trazos de la imagen representa la duración de un ciclo, tal y como puede observarse. Como la corriente de alimentación de la carga la aportan tres bobinas en cada ciclo, esta será más continua.

2.5 Inversores Trifásicos.

En el caso normal, los inversores trifásicos se usan en aplicaciones de grandes potencias. Se pueden conectar tres puentes inversores monofásicos medios o completos, en paralelo, como se ve en la figura 14a, para formar la configuración de un inversor trifásico. Las señales de control de los inversores monofásicos se deben adelantar o atrasar 120° entre sí, para obtener voltajes (fundamentales) trifásicos balanceados.

Los devanados primarios de transformador se deben aislar entre sí, mientras que los secundarios se pueden conectar en Y o en delta. El secundario del transformador se suele conectar en delta, para eliminar armónicas múltiplos de tres ($n = 3, 6, 9, \dots$) que aparecen en los voltajes de salida, y el arreglo del circuito se ve en la figura 14b. En este arreglo se requieren tres transformadores monofásicos, 12 transistores y 12 diodos.

Si las magnitudes y las fases de los voltajes de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente balanceadas, los voltajes trifásicos de salida estarán desbalanceados. Se puede obtener una salida trifásica con una configuración de seis transistores y seis diodos, como se ve en la figura 14a. Se pueden aplicar dos clases de señales de control a los transistores: conducción a 180° o conducción a 120° . La conducción a 180° utiliza mejor los interruptores, y es el método que se prefiere.

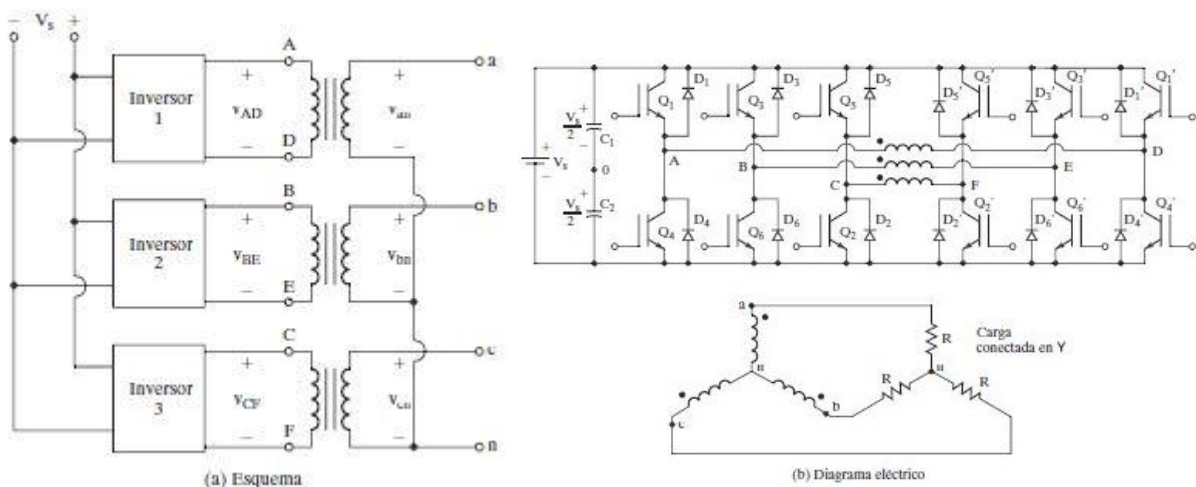
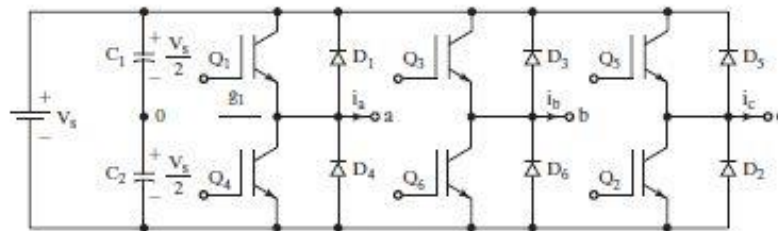


Figura 14. Inversor trifásico formado por tres inversores monofásicos

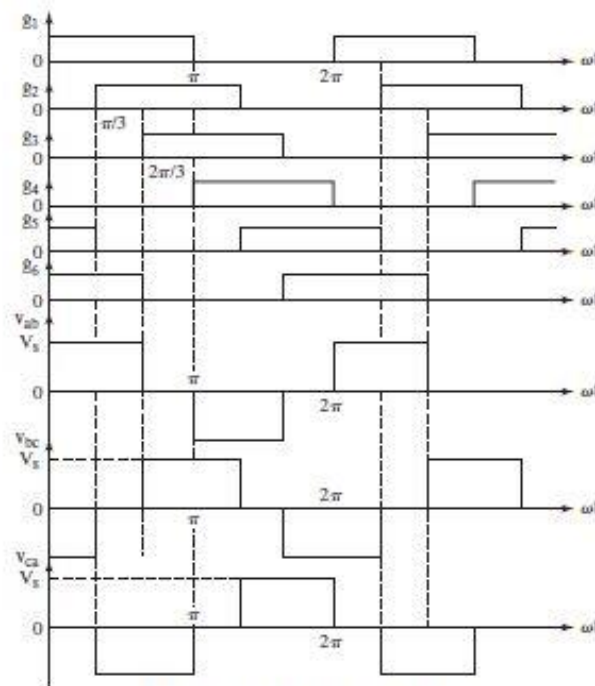
2.5.1 Conducción a 180 grados

Cada transistor conduce durante 180° . En cualquier momento hay tres transistores encendidos. Cuando se enciende el transistor Q1, la terminal a está conectada con la terminal positiva del voltaje cd de entrada. Cuando se enciende el transistor Q4, la terminal a se lleva a la terminal negativa de la fuente de cd. Hay seis modos de operación en un ciclo, y la duración de cada modo es 60° . Los transistores se numeran en el orden de sus señales de disparo (es decir, 123, 234, 345, 456, 561 y 612). Las señales de disparo que se ven en la figura 12b están desplazadas 60° entre sí, para obtener voltajes (fundamentales) trifásicos balanceados.

La carga se puede conectar en Y o en delta, como se ve en la figura 15. Los interruptores de cualquier rama del inversor (S1 y S4, S3 y S6 o S5 y S2) no se pueden encender en forma simultánea, porque se produciría un corto a través del enlace con la fuente de voltaje cd de alimentación. De igual modo, para evitar estados indefinidos y en consecuencia voltajes indefinidos de ca de salida, los interruptores de cualquier rama del inversor no pueden apagarse en forma simultánea, porque se producirían voltajes que dependen de la polaridad de la corriente de línea correspondiente.



(a) Circuito



(b) Formas de onda para conducción a 180°

Figura 15. Puente inversor trifásico.

La tabla 16 muestra ocho estados de conmutación. Los transistores Q1 y Q6 de la figura 15a actúan como los interruptores S1 y S6, respectivamente. Si dos interruptores, uno superior y uno inferior, conducen al mismo tiempo de tal modo que el voltaje de salida sea V_S , el estado de conmutación es 1, mientras que si esos interruptores están abiertos al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0. Los estados de 1 a 6 producen voltajes de salida distintos de cero. Los estados 7 y 8 producen voltajes de línea cero, y las corrientes de línea pasan libremente a través.

Estado	Estado no.	Estados de interruptor	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	Vector espacial
S_1, S_2 y S_6 están cerrados, y S_4, S_5 y S_3 están abiertos	1	100	V_S	0	$-V_S$	$\mathbf{V}_1 = 1 + j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 30^\circ$
S_2, S_3 y S_1 están cerrados, y S_5, S_6 y S_4 están abiertos	2	110	0	V_S	$-V_S$	$\mathbf{V}_2 = j1.155 = 2/\sqrt{3} \angle 90^\circ$
S_3, S_4 y S_2 están cerrados, y S_6, S_1 y S_5 están abiertos	3	010	$-V_S$	V_S	0	$\mathbf{V}_3 = -1 + j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 150^\circ$
S_4, S_5 y S_3 están cerrados, y S_1, S_2 y S_6 están abiertos	4	011	$-V_S$	0	V_S	$\mathbf{V}_4 = -1 - j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 210^\circ$
S_5, S_6 y S_4 están cerrados, y S_2, S_3 y S_1 están abiertos	5	001	0	$-V_S$	V_S	$\mathbf{V}_5 = -j1.155 = 2/\sqrt{3} \angle 270^\circ$
S_6, S_1 y S_5 están cerrados, y S_3, S_4 y S_2 están abiertos	6	101	V_S	$-V_S$	0	$\mathbf{V}_6 = 1 - j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 330^\circ$
S_1, S_3 y S_5 están cerrados, y S_4, S_6 y S_2 están abiertos	7	111	0	0	0	$\mathbf{V}_7 = 0$
S_4, S_6 y S_2 están cerrados, y S_1, S_3 y S_5 están abiertos	8	000	0	0	0	$\mathbf{V}_8 = 0$

Tabla 16. Estados de interruptor para inversor trifásico de fuente de voltaje (VSI)

3. Desarrollo

3.1 Diseño de la fuente trifásica usando IGBT's.

La fuente trifásica con la que cuenta el laboratorio de ingeniería eléctrica ubicada en el Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez, ha sufrido diversos daños en el transcurso de los últimos años, ya que es empleada para prácticas y proyectos por los alumnos de la institución, los variacs se desgastaron debido a su uso en el transcurso de los años, de los cuales también ya son un poco obsoletos.

La idea de diseñar o rediseñar la fuente es hacerla de acorde a la tecnología con la que contamos en la actualidad, es decir buscar piezas electrónicas o materiales que

puedan simular o suplir la función de los variacs, uno de ellos son los IGBT's , de los cuales se menciona la función principal en el capítulo 2.2. En la figura 17 se puede apreciar la fuente que se va a rediseñar.

Las acciones a realizar en esta diseño es principalmente poder realizar la señal de pulsos, que podrá suplir la señal senoidal de la corriente alterna usando los IGBT's para poder manipular voltajes y corrientes altas, haciendo que la fuente sufra menos desgastes físicos, principalmente en los variacs, de modo que en un futuro exista la posibilidad de tener una segunda etapa de este proyecto.



Figura 17. Fuente trifásica del laboratorio de ingeniería eléctrica.

En la figura 18, se puede apreciar los variacs los cuales van a ser sustituidos por los IGBT's. de los cuales cada puente de IGBT's va a sustituir un variacs, o por llamarlo de diferente manera cada fase.



Figura 18. Variacs extraídos de la fuente trifásica

Al tratarse de una fuente de estado sólido, comenzamos por una fase, teniendo en cuenta la rectificación de nuestra fuente de alimentación trifásica 220 Vca, de la cual rectificamos medio puente para poder tener nuestro hilo neutro o de otro modo nuestra tierra física y de un conexionado tipo estrella. Pasamos a hacer nuestro puente H, con IGBT's, donde recurrimos a la simulación para cerciorarnos de que todo funcionara bien. Como observamos en la figura 19.

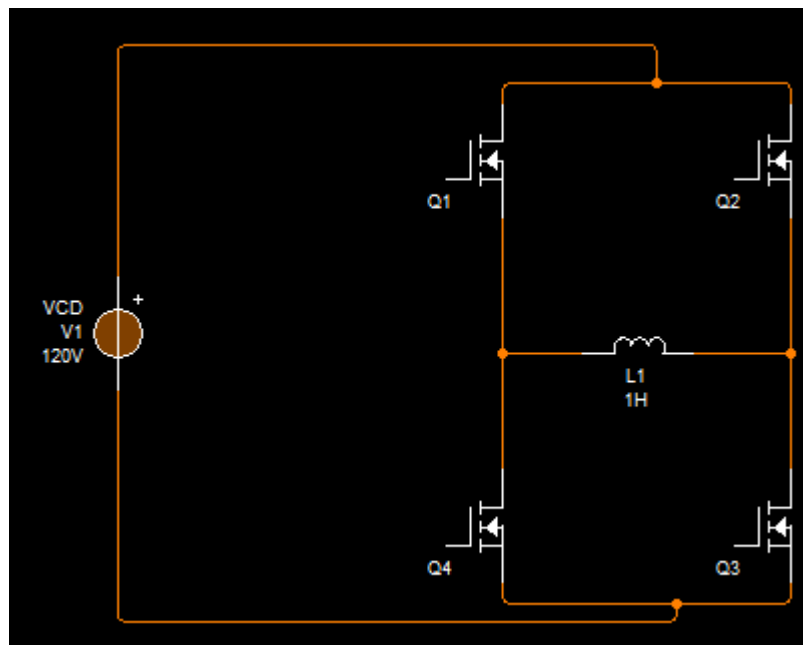


Figura 19. Diagrama de puente H con IGBT's.

El siguiente paso después de simular, fue comprobar y crear el circuito en Placa para poder ver si realmente estábamos logrando uno de los objetivos específicos (crear y generar voltaje a partir de IGBT's). En la figura 20 se puede apreciar el proceso de la placa.

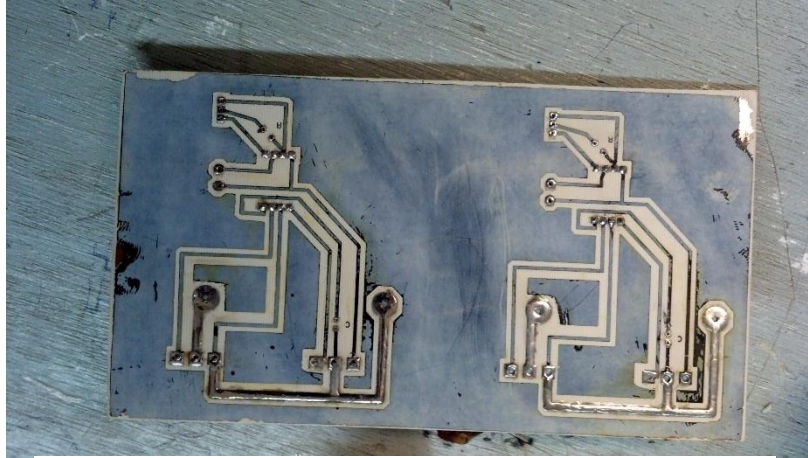


Figura 20. Circuito de puente de IGBT's para una fase.

El diseño de los puentes con IGBT's debe estar pensado para las pruebas de laboratorio, ya que en la mayoría de sus prácticas, pide un máximo consumo de corriente de 8 A por fase, no tomando en cuenta si llegase a ocurrir un corto circuito o incremento de la corriente, de tal modo el circuito impreso por el cual circulara ese voltaje debe ser de mayor tamaño, para no dañar la placa.

En la figura 21 tenemos una simulación donde nuestra intención es poder anexar de una manera los tres puentes, para así poder crear la fuente de voltaje trifásica, o la otra forma ocupando menor espacio es similar a la que se encuentra en la figura 14a que habíamos visto con anterioridad.

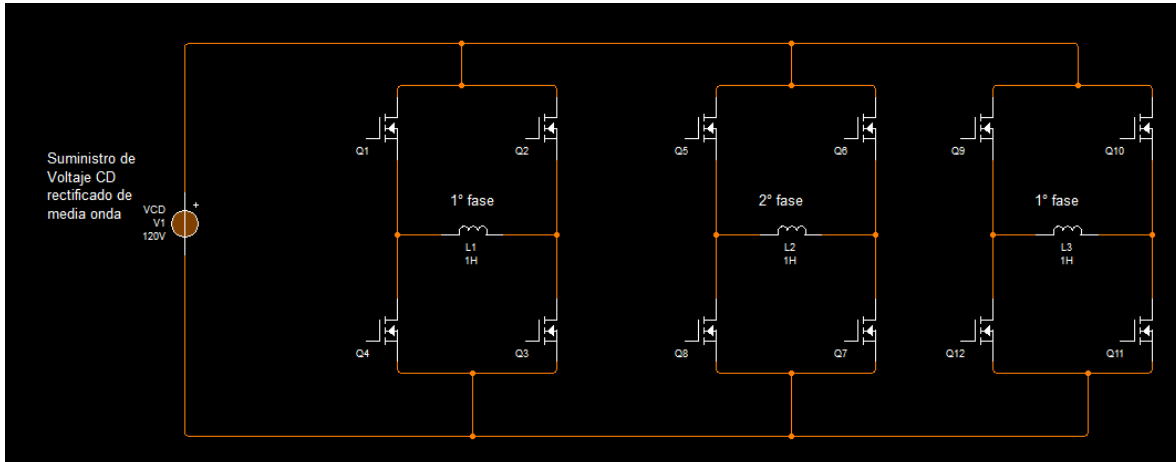


Figura 21. Puentes de IGBT's para fuente trifásica.

En la figura 22 observamos la manera con la que está acoplada la rectificación trifásica de medio puente, con una voltaje en CD de 120 de 8 A.

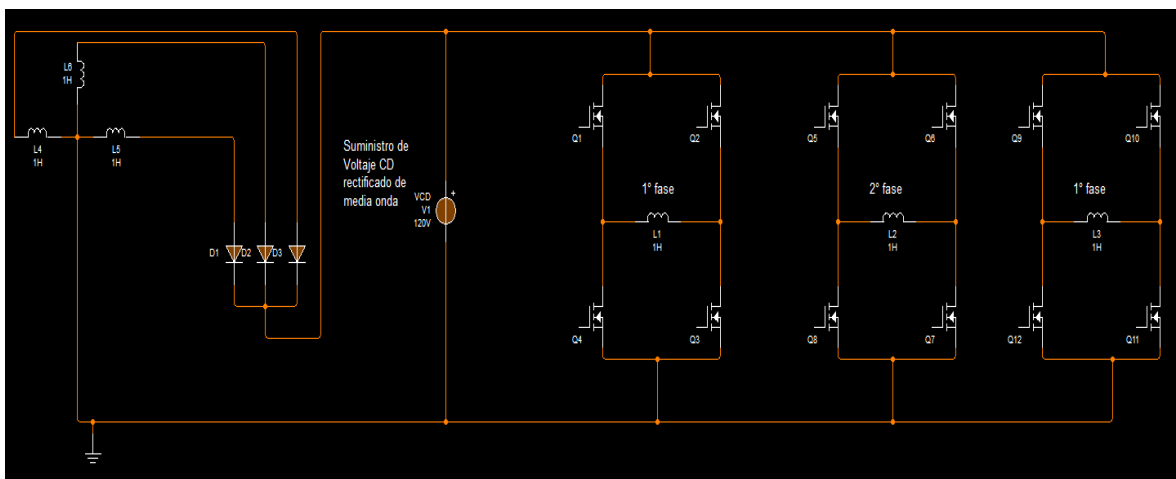


Figura 22. Rectificación e inversión trifásica con IGBT's.

3.2 Diseño de la etapa de control para la fuente trifásica.

Uno de nuestros mayores retos era la forma de poder crear y simular lo más cercana posible la onda senoidal que genera la corriente alterna, por medio de los IGBT's y un programa de control, uno de los microcontroladores con los que empezamos a trabajar fue con Arduino, por su fácil acceso, y un conocimiento previo al uso del mismo.

La etapa de control debe contar con varios aspectos, uno de los más importantes es abarcar toda el área posible de conducción de la onda senoidal, como bien

sabemos manejamos una frecuencia de 60 HZ, y un voltaje de 120Vca (fase-neutro).

Para determinar la formación de la nueva integral que se producirá por medio de los IGBT'S se tomara en cuenta la ecuación de la senoide del voltaje de salida la cual se describe a continuación de la siguiente forma $f(x) = \int_0^t 120 * \sqrt{2} \sin(\omega t)$

Donde:

t = tiempo a considerar en la ecuación en este caso es 1/120 entre las partes a obtener el área en nuestro caso 40

w = se toma a w como $2\pi f$ donde:

$$f = 60 \text{ Hz}$$

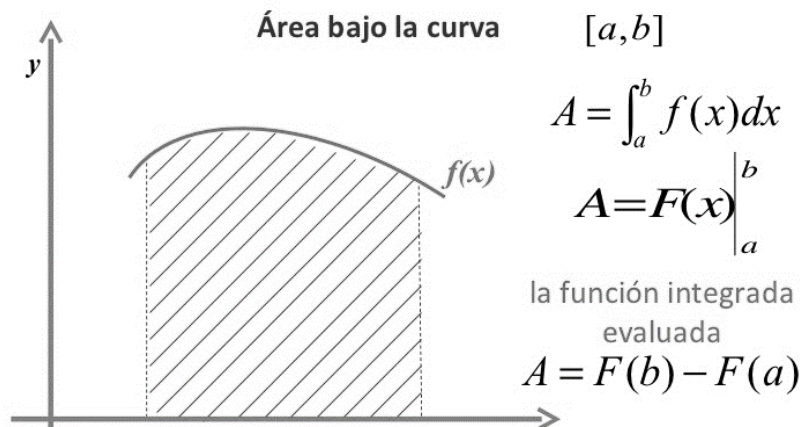


Figura 23. Representación gráfica de área bajo la curva.

Se toma la ecuación y se procede a resolverla sustituyendo los valores antes mencionados considerando ahora las 40 partes en las que se dividirá la ecuación.

$$f(x) = \int_0^{\frac{1}{4920}} 169.7 \sin(377 t)$$

Obteniendo el primer valor de la integral

$$f(x) = 0.001320840821$$

Este valor se divide entre el voltaje total en este caso 169.7 para obtener el pulso que se reflejara en el Arduino

Dando el valor de:

$$7.78 * 10^{-6}$$

Ahora para obtener el pulso negativo que se reflejara en el código del arduino se toma el valor positivo y se aplica la siguiente ecuación $((\frac{1}{4920}) - 7.78 * 10^{-6})/2$

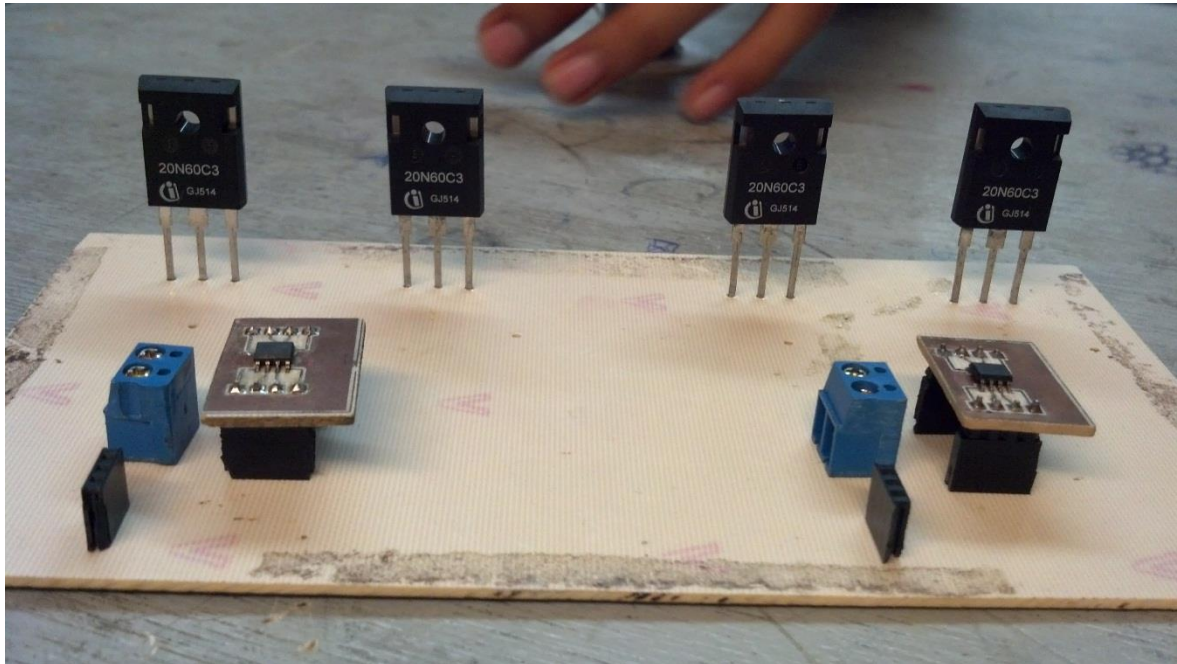
Dando como resultado

$$97.73 * 10^{-6}$$

Los datos obtenidos por cada ecuación empleada repitiendo los pasos anteriores, se anotaban y se formaban matrices las cuales se utilizaron el código de programación las cuales están en el anexo 2. De modo que pudiesen crear un área por medio de pwm similar a la que ocupa la onda senoidal.

3.3 Diseño e implementación de la fuente con la etapa de control acoplada.

Al tener listos los pasos de los capítulos 3.1 y 3.2 conforme a la metodología empleada, procedimos al avanzar con la fusión de ambos y así poder tener esta etapa de control acoplada con el diseño de la fuente con el puente de IGBT's. En la figura 24 encontramos la forma de posicionar los IGBT's.



La etapa de control, como bien sabemos es denominada así de baja potencia, al contener pulsos de activación de señal digital, y querer manipular altas potencias, se necesitan en este caso opto acopladores, que puedan manejar ciertas velocidades en cuanto al disparo de activaciones y desactivaciones de pulsos, de tal modo que encontramos un Drivers adecuado para eso. Y es como se muestra en la figura 25.

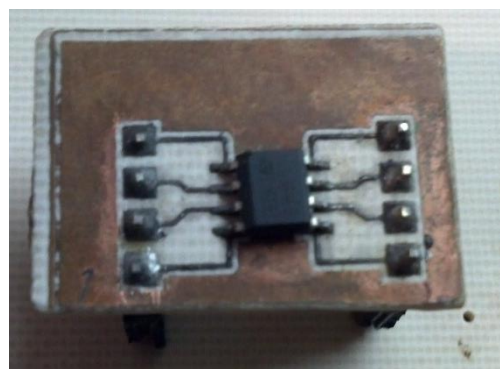


Figura 25. Driver (L6384) empleado para disparar IGBT's.

El driver (L6384) como nosotros lo denominamos, también llamado HIGH-VOLTAGE HALF BRIDGE DRIVER, fue el que nosotros empleamos, haciendo unos ajustes de filtro para su correcto funcionamiento, basándonos en su datasheet (véase en anexo 3) para poder efectuar los disparos adecuados y conforme al tiempo que se programó en la etapa de control en el arduino Due. Tomando en cuenta el circuito que tenía que realizarse para su correcto funcionamiento (figura 26).

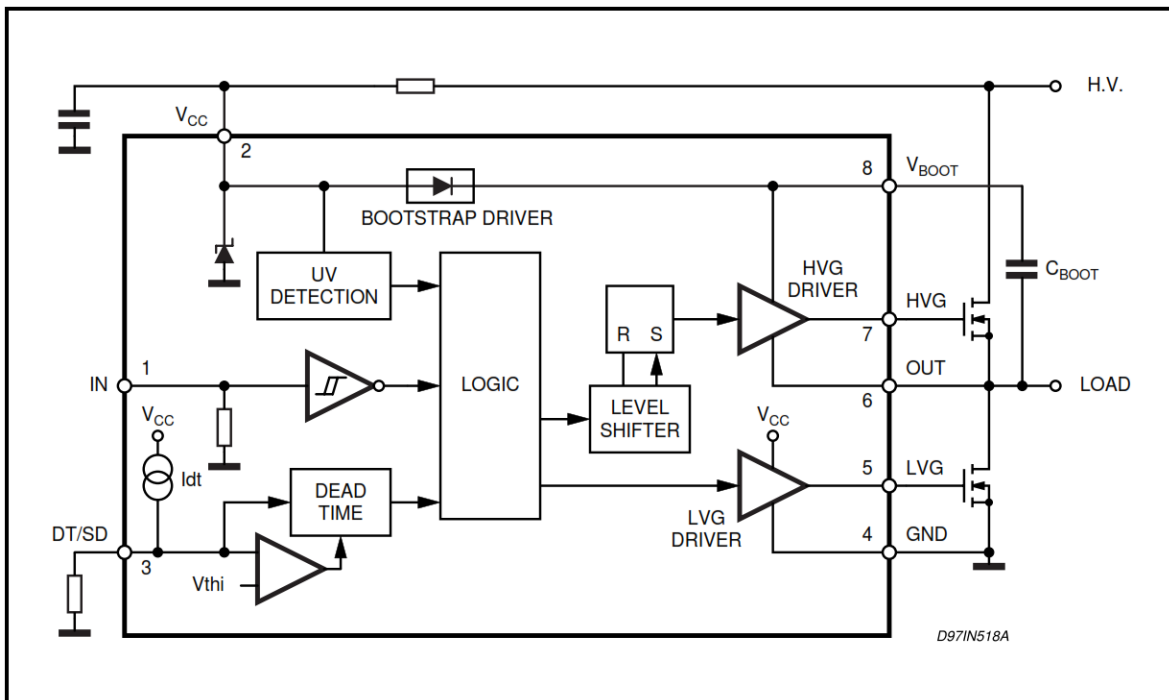


Figura 26. Diagrama a bloques del Driver (L6384).

4. Resultados

4.1 Pruebas a la primera etapa de control.

Habiendo armado de forma física nuestra etapa de control y hecho los puentes de IGBT's, comenzamos a conectar las partes, para poder realizar las pruebas, para ver si se iban cumpliendo nuestros objetivos específicos de generar voltajes específicos mediante los puentes de IGBT's, creados por medio de pulsos por el sistema de control empleado y programado en un arduino Due, (ver figura 27).

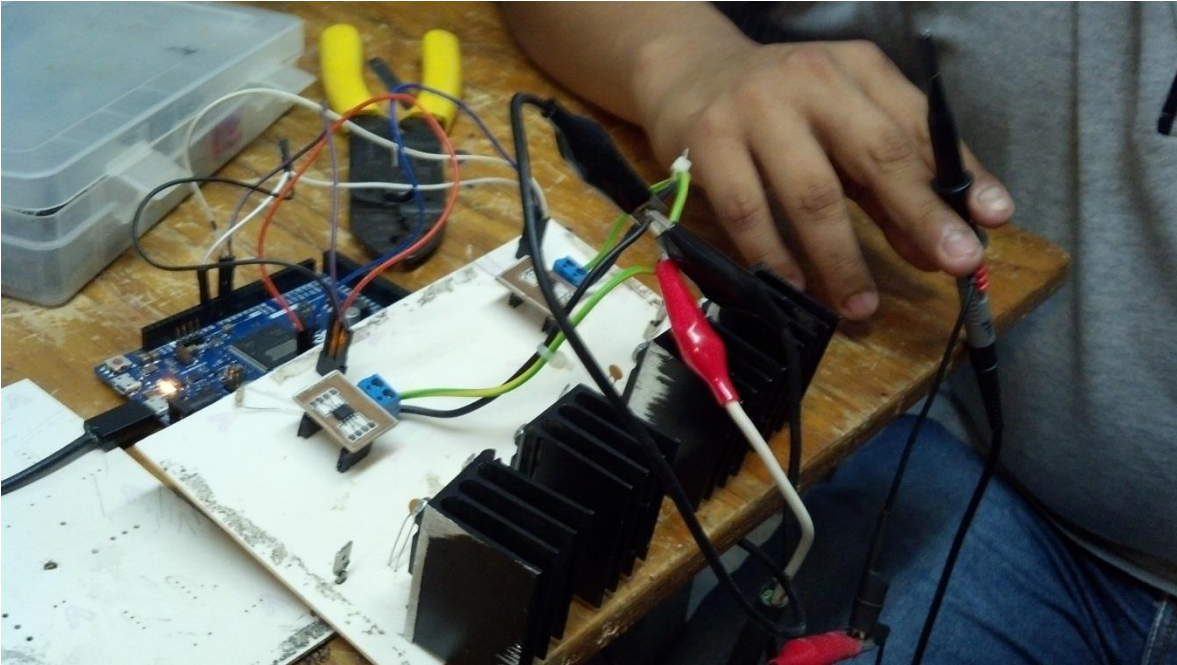


Figura 27. Pruebas en etapa de control.

Analizamos las salidas que nos proporcionaba la onda, la cual era lo más importante para nuestro proyecto, y que estuviéramos cumpliendo con el objetivo establecido, los resultados fueron en su mayoría satisfactorios, una de nuestras limitantes fueron la inexperiencia en el manejo de los drivers. Podemos mencionar que en este caso usábamos voltajes en CD bajos, para evitar un daño en nosotros si algo fallaba, y ver la salida de los pulsos de PWM de nuestro Arduino.

Las primeras pruebas que realizamos fueron armadas en protoboard, experimentando, la salida de las señales las cuales nos arrojaba el osciloscopio y eran satisfactorias para nosotros, podíamos apreciar la señal de salida ambos pulsos, que vendrían a suplir la creación de Voltaje alterno por medio de nuestro puente de IGBT's.

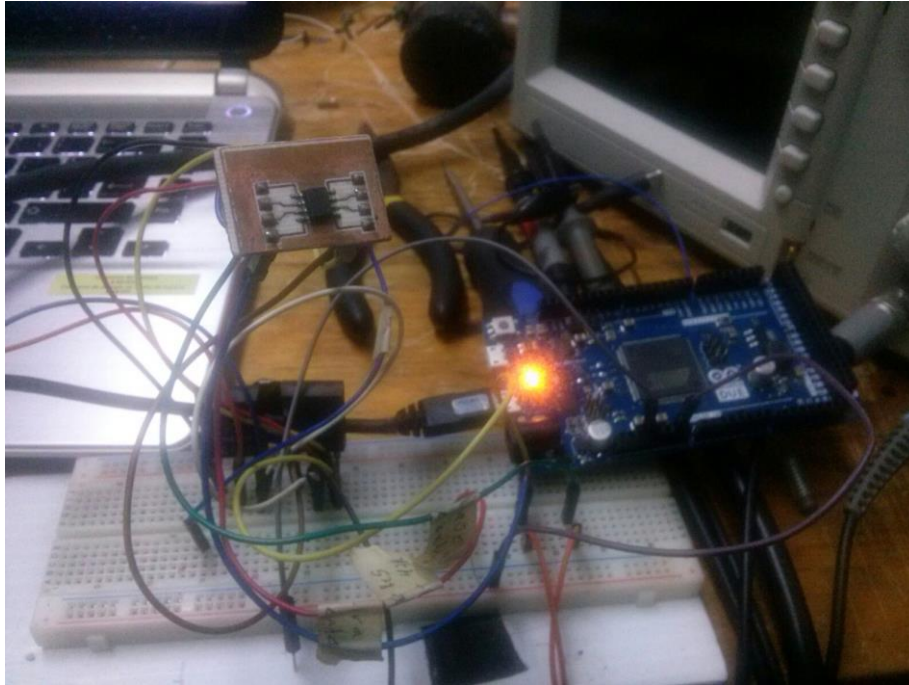


Figura 28. Pruebas en etapa de control en protoboard.

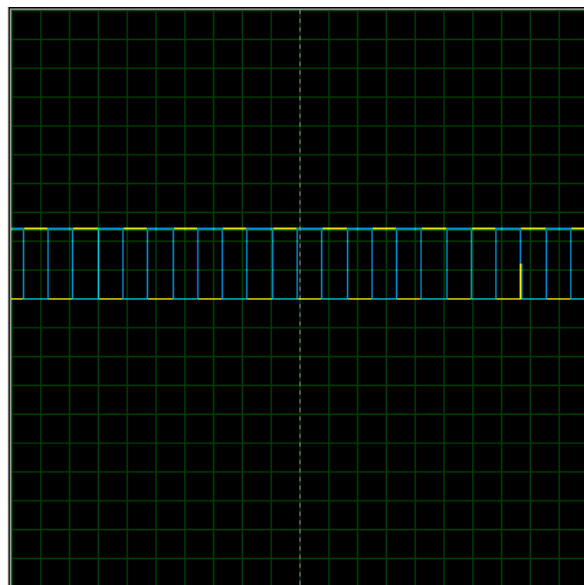


Figura 29. Señales de salida de los pulsos PWM.

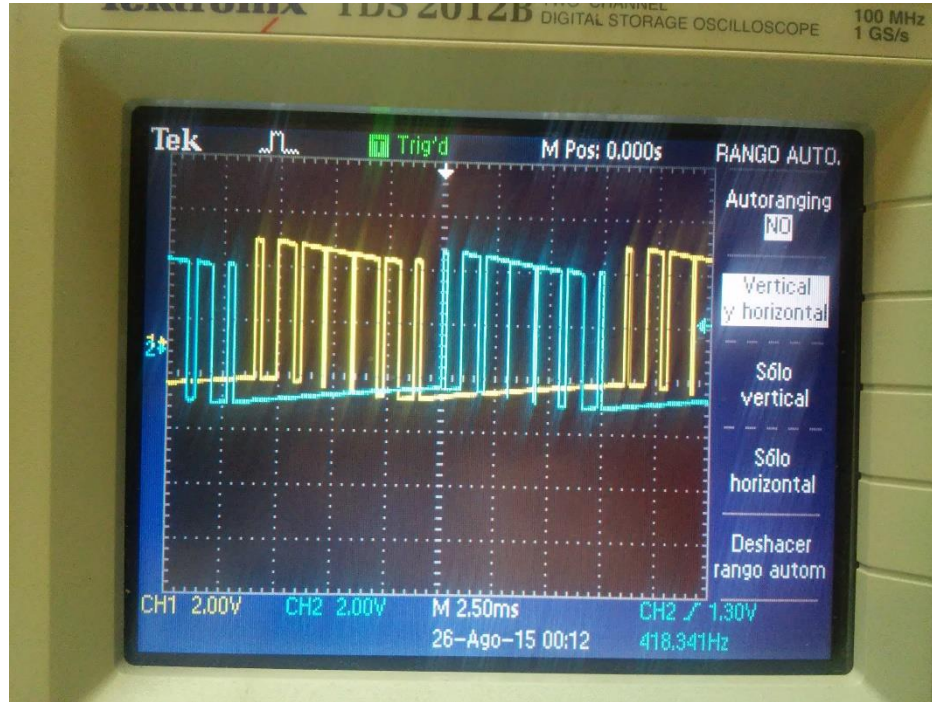


Figura 30. Salidas de PWM abarcando el área bajo la curva de la onda senoidal

En la figura 30 podemos apreciar la salida de los PWM del sistema de control, cada color pertenece a medio ciclo de la onda senoidal, es decir ambos pulsos formarán la onda tipo senoidal, esto actuará en la salida de los drivers que se encargaran de enviar cada pulso en el tiempo y forma, para que tengamos un mejor manejo al momento de interactuar en el puente H de IGBT's.

Vemos también reflejada el área que abarca cada pulso, de los cuales están respaldados en los datos de los cálculos de área bajo la curva, mostrando diferentes dimensiones, uno de los problemas que tuvimos fue el uso del microcontrolador, en especial con el arduino uno, no tenía suficiente capacidad de contenido en nanosegundos, por eso se optó por un arduino due, este es más sensible en mediciones de tiempo (ver características en capítulo 2.3).

5. Conclusión y Recomendaciones

Se pudo concluir lo siguiente:

1. Se diseñó una de las tres fases de la Fuente con éxito determinando los posibles errores a evitar en las siguientes fase como posibles errores se concluyeron el posible exceso de corriente o un posible corto circuito, dejando pendiente la implementación de dicha fase en el módulo de voltaje.
2. Se logró fraccionar una onda senoidal basándonos en la ecuación de la senoide y con los resultados obtenidos pudimos generar matrices en arduino y para poder obtener por pwm pulsos que simularan la onda senoidal y con esto poder activar los IGBT's en periodos de tiempo cortos dando una onda virtual.
3. Se desarrolló con éxito la etapa de control en la cual se unieron los IGBT's los driver de activación y el arduino con el código previamente cargado utilizando los conocimientos adquiridos se pudo llegar a la obtención de los resultados deseados en dicha fase.

En base a las conclusiones se Recomienda lo siguiente:

1. Tener a la mano el material necesario para poder realizar los circuitos pertinentes de dicha residencia así como cada uno de los elementos que conllevan a la realización de las fases de la fuente.
2. Contar con mayor material didáctico enfocado a la elaboración de los elementos y cálculos de los mismos para facilitar todo lo que llevará a realizar la fuente.

Referencias Bibliográficas

- [1] M. Benedetti, D. Calcoen, J. F. Rovira, W. Kloster, R. Petrocelli, and G. Uicich, Control de la Interferencia Electromagnética, primera ed. Facultad de Ingeniería, UNMDP.
- [2] R. Petrocelli, S. Maestri, M. Benedetti, and R. G. Retegui, “Digital synchronization method for three phase systems,” in Proceedings of IEEE international symposium on intelligent signal procesing WISP07, 2007.
- [3] B.-H.Kwon, J.-H.Youm, J.-W.Lim, K.-W.Seok, and G.-YJeong, “Threephase pwm synchronous rectifiers without linevoltage sensors,” IEE Proc.-Electr.Power Appl., vol. 146, no. 6, pp. 632–636, November 1999.
- [4] R. de Camargo and H. Pinheiro, “Synchronisation method for three-phase pwm converters under unbalanced and distorted grid,” IEE Proc.-Electr. Power Appl, vol. 153, no. 5, pp. 763–772, September 2006.
- [5] R.E. Carballo, R.O. Núñez, V.H. Kurtz and F. Botterón, “Design and Implementation of a three-Phase DC-AC Converter for Microgrids based on Renewable Energy Sources”, IEEE Latin America Transactions, vol.11, N°1, February 2013.

Anexos

Anexo 1.

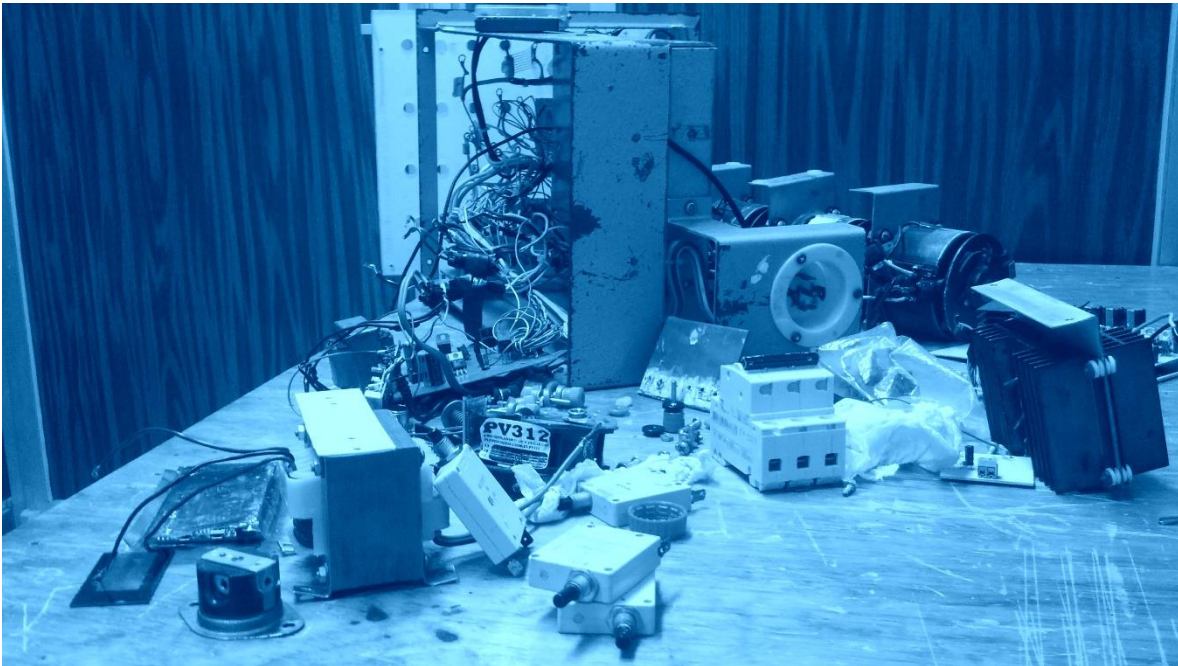


Figura 31. Fuente trifásica a utilizar para su reactivación de primera etapa.

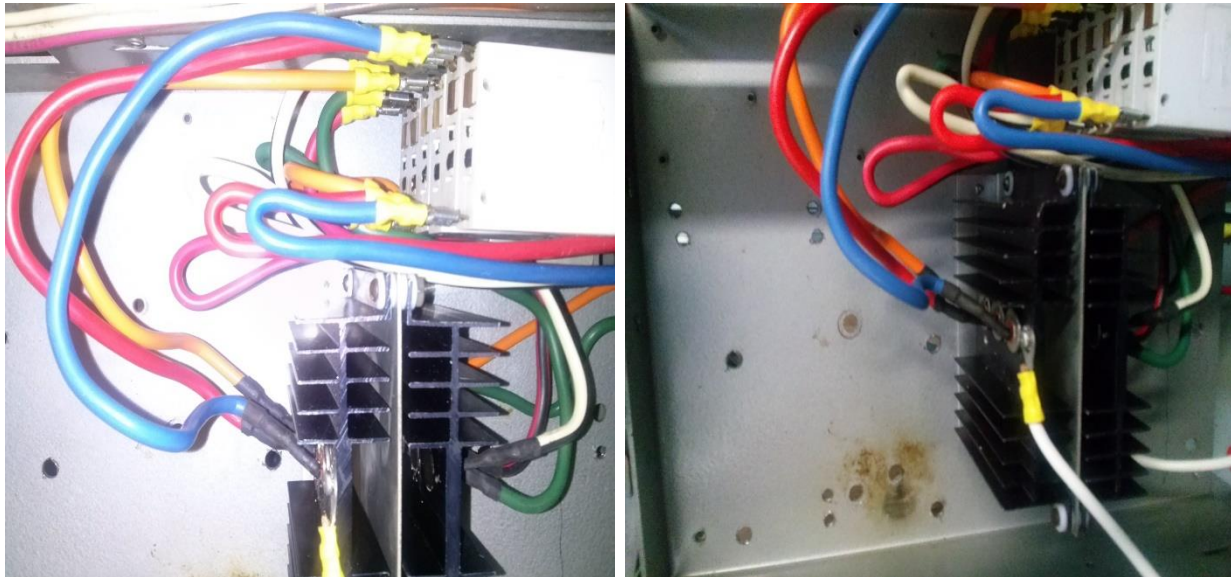


Figura 32. Rectificación trifásica de medio puente, para emplear en IGBT'S con sus respectivas protecciones.

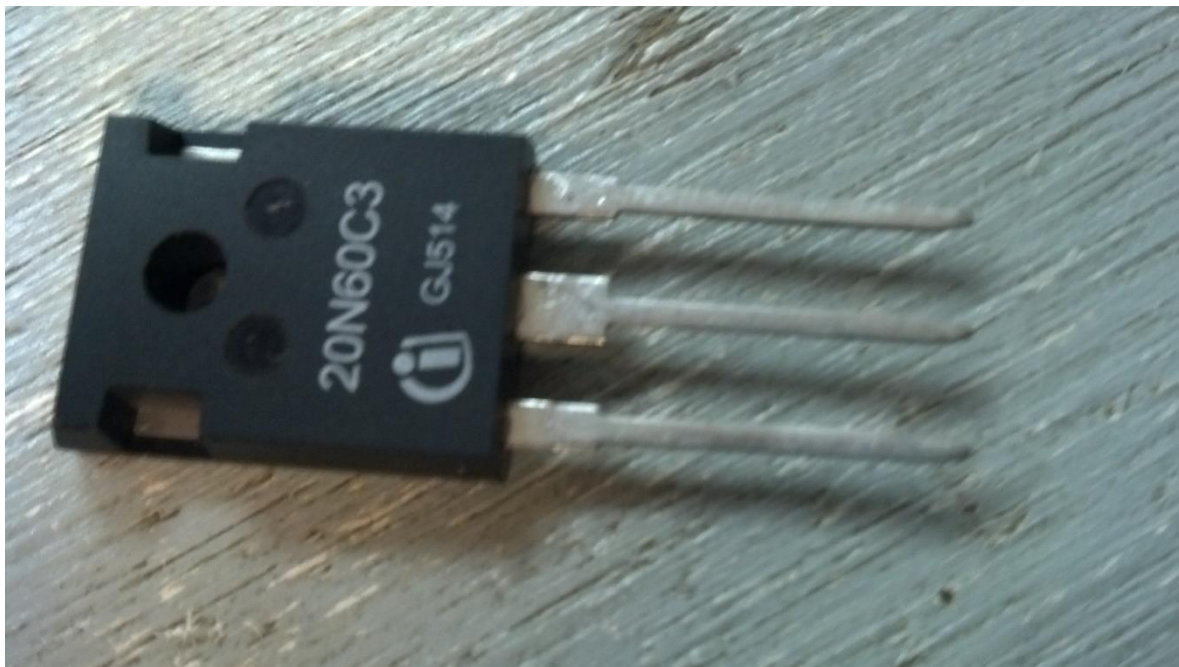


Figura 33. IGTB's 20N60C3 empleado en el puente H

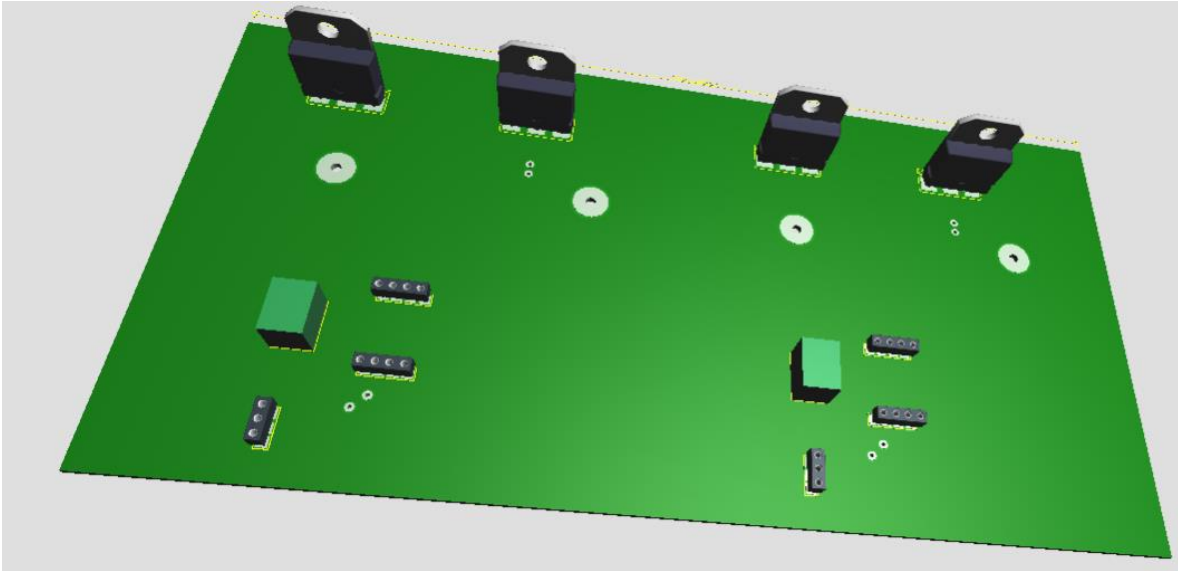


Figura 34. Simulación de Puente IGBT's con los drivers

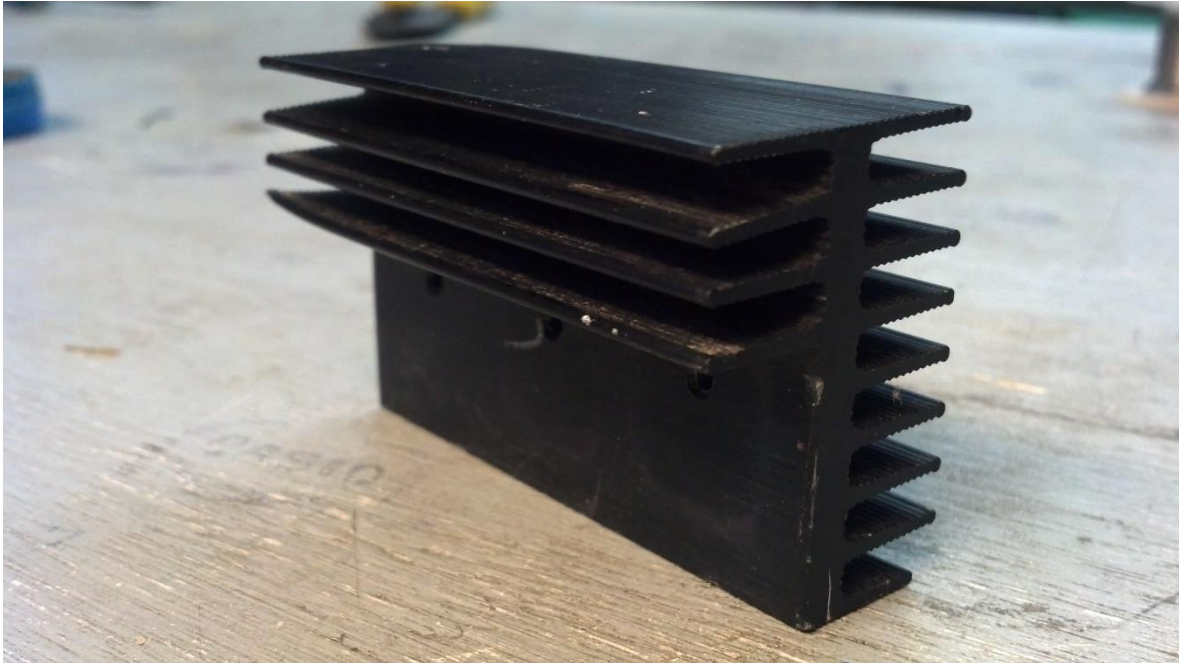


Figura 35. Disipador empleado en cada IGBT's

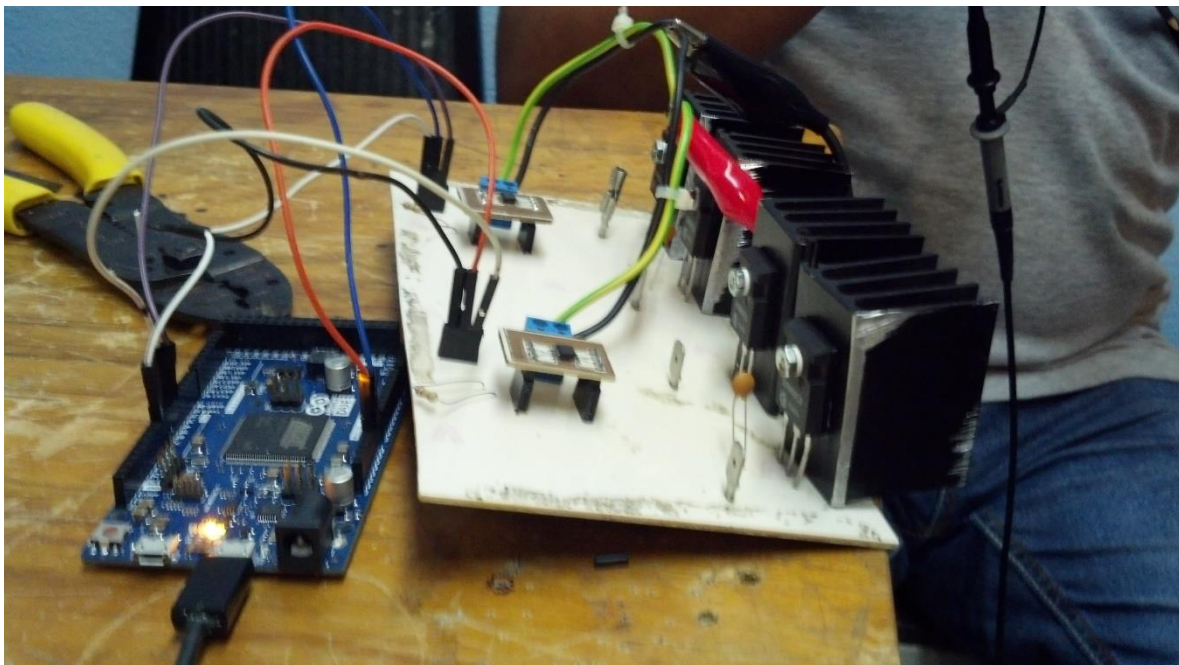


Figura 36. Pruebas físicas al puente de IGBT's

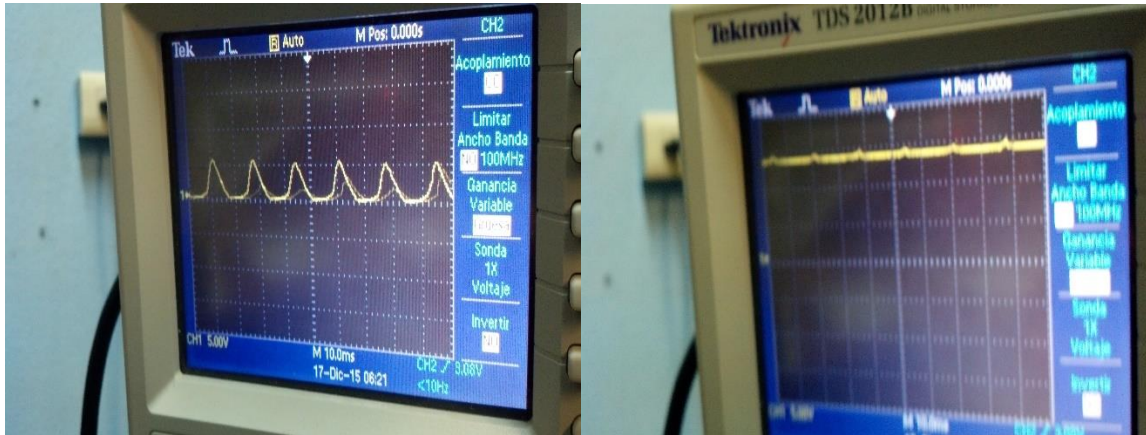


Figura 37. Resultados obtenidos en osciloscopio, de las pruebas en figura 36.

Anexo 2.

```
int Ta[21] = { 7, 23, 38, 53, 68, 83, 97, 110, 123, 135, 146, 156, 166, 174, 182, 188, 193, 197, 200, 202, 203};
int Tb[21] = { 97, 89, 82, 74, 67, 60, 53, 46, 40, 34, 28, 23, 18, 14, 10, 7, 4, 2, 1, 0.32, 0.024};
```

Figura 38. Matriz empleada en código de programación

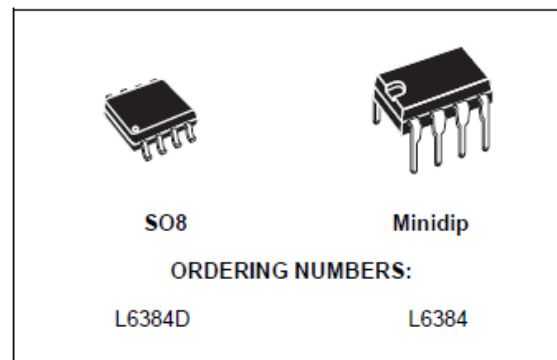
Anexo 3. Datasheet driver L6384

HIGH-VOLTAGE HALF BRIDGE DRIVER

- HIGH VOLTAGE RAIL UP TO 600 V
- dV/dt IMMUNITY +/- 50 V/nsec IN FULL TEMPERATURE RANGE
- DRIVER CURRENT CAPABILITY:
400 mA SOURCE,
650 mA SINK
- SWITCHING TIMES 50/30 nsec RISE/FALL WITH 1nF LOAD
- CMOS/TTL SCHMITT TRIGGER INPUTS WITH HYSTERESIS AND PULL DOWN
- SHUT DOWN INPUT
- DEAD TIME SETTING
- UNDER VOLTAGE LOCK OUT
- INTEGRATED BOOTSTRAP DIODE
- CLAMPING ON Vcc
- SO8/MINIDIP PACKAGES

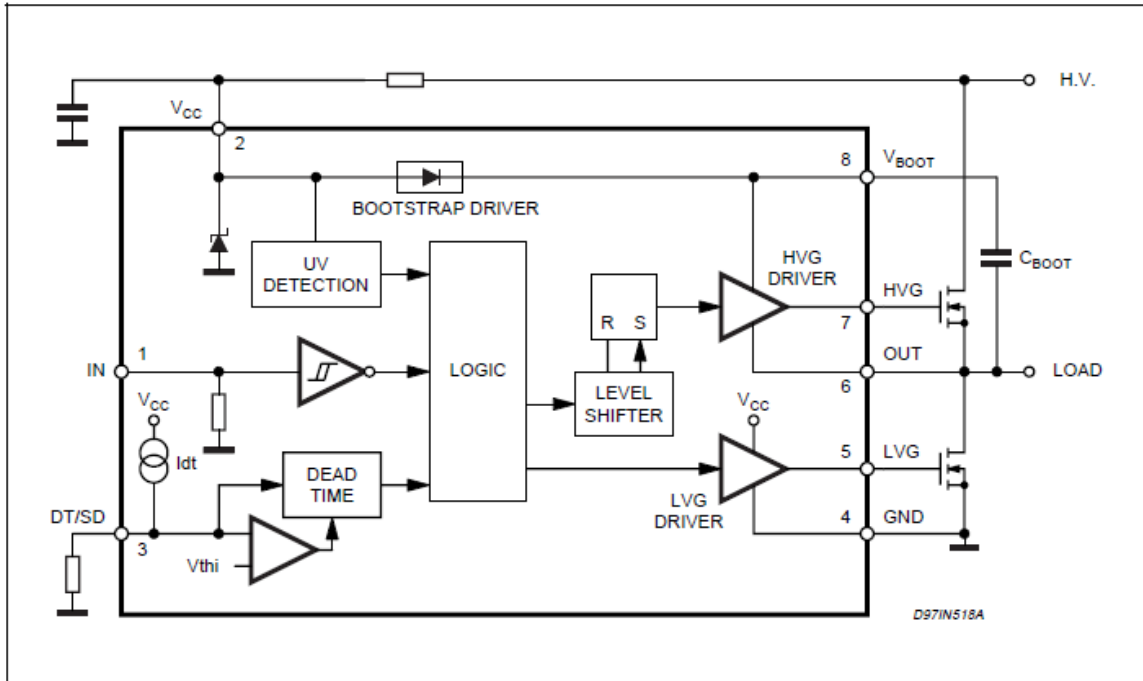
DESCRIPTION

The L6384 is an high-voltage device, manufactured with the BCD"OFF-LINE" technology. It has



an Half - Bridge Driver structure that enables to drive N Channel Power MOS or IGBT. The Upper (Floating) Section is enabled to work with voltage Rail up to 600V. The Logic Inputs are CMOS/TTL compatible for ease of interfacing with controlling devices. Matched delays between Lower and Upper Section simplify high frequency operation. Dead time setting can be readily accomplished by means of an external resistor.

BLOCK DIAGRAM



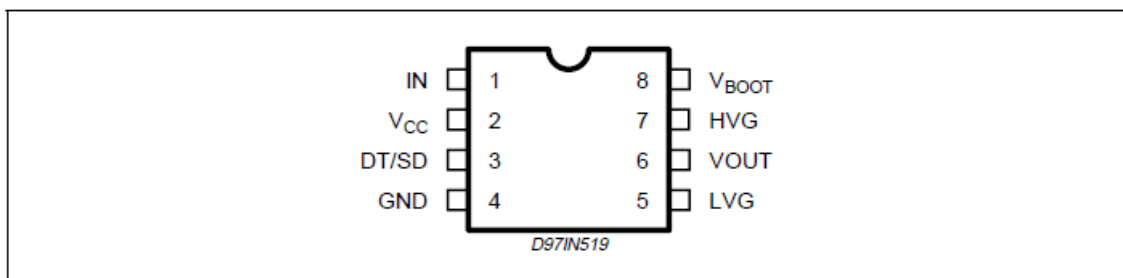
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
Vout	Output Voltage	-3 to Vboot -18	V
Vcc	Supply Voltage (*)	-0.3 to 14.6	V
Is	Supply Current (*)	25	mA
Vboot	Floating Supply Voltage	-1 to 618	V
Vhvg	Upper Gate Output Voltage	-1 to Vboot	V
Vlvg	Lower Gate Output Voltage	-0.3 to Vcc +0.3	V
Vi	Logic Input Voltage	-0.3 to Vcc +0.3	V
Vsd	Shut Down/Dead Time Voltage	-0.3 to Vcc +0.3	V
dVout/dt	Allowed Output Slew Rate	50	V/ns
Ptot	Total Power Dissipation (Tj = 85 °C)	750	mW
Tj	Junction Temperature	150	°C
Ts	Storage Temperature	-50 to 150	°C

(*) The device has an internal Clamping Zener between GND and the Vcc pin, It must not be supplied by a Low Impedance Voltage Source.

Note: ESD immunity for pins 6, 7 and 8 is guaranteed up to 900 V (Human Body Model)

PIN CONNECTION



THERMAL DATA

Symbol	Parameter	SO8	Minidip	Unit
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction to Ambient	150	100	°C/W

PIN DESCRIPTION

N.	Name	Type	Function
1	IN	I	Logic Input: it is in phase with HVG and in opposition of phase with LGV. It is compatible to V_{CC} voltage. [$V_{il\ Max} = 1.5V$, $V_{ih\ Min} = 3.6V$]
2	Vcc	I	Supply input voltage: there is an internal clamp [Typ. 15.6V]
3	DT/SD	I	High impedance pin with two functionalities. When pulled lower than Vdt [Typ. 0.5V] the device is shut down. A voltage higher than Vdt sets the dead time between high side gate driver and low side gate driver. The dead time value can be set forcing a certain voltage level on the pin or connecting a resistor between pin 3 and ground. Care must be taken to avoid below threshold spikes on pin 3 that can cause undesired shut down of the IC. For this reason the connection of the components between pin 3 and ground has to be as short as possible. This pin can not be left floating for the same reason. The pin has not be pulled through a low impedance to V_{CC} , because of the drop on the current source that feeds Rdt. The operative range is: $V_{dt} \dots 270K \cdot I_{dt}$, that allows a dt range of 0.4 - 3.1 μ s.
4	GND		Ground

PIN DESCRIPTION (continued)

N.	Name	Type	Function
5	LVG	O	Low Side Driver Output: the output stage can deliver 400mA source and 650mA sink [Typ. Values]. The circuit guarantees 0.3V max on the pin (@ $I_{sink} = 10mA$) with $V_{CC} > 3V$ and lower than the turn on threshold. This allows to omit the bleeder resistor connected between the gate and the source of the external mosfet normally used to hold the pin low; the gate driver ensures low impedance also in SD conditions.
6	Vout	O	Upper Driver Floating Reference: layout care has to be taken to avoid below ground spikes on this pin.
7	HVG	O	High Side Driver Output: the output stage can deliver 400mA source and 650mA sink [Typ. Values]. The circuit guarantees 0.3V max between this pin and Vout (@ $I_{sink} = 10mA$) with $V_{CC} > 3V$ and lower than the turn on threshold. This allows to omit the bleeder resistor connected between the gate and the source of the external mosfet normally used to hold the pin low; the gate driver ensures low impedance also in SD conditions.
8	Vboot		Bootstrap Supply Voltage: it is the upper driver floating supply. The bootstrap capacitor connected between this pin and pin 6 can be fed by an internal structure named "bootstrap driver" (a patented structure). This structure can replace the external bootstrap diode.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Vout	6	Output Voltage		Note1		580	V
Vboot - Vout	8	Floating Supply Voltage		Note1		17	V
fsw		Switching Frequency	HVG,LVG load CL = 1nF			400	kHz
Vcc	2	Supply Voltage				Vclamp	V
T_j		Junction Temperature		-45		125	°C

Note 1: If the condition $V_{boot} - V_{out} < 18V$ is guaranteed, Vout can range from -3 to 580V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
AC Operation (V_{CC} = 14.4V; T_j = 25°C)

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
ton	1 vs 5,7	High/Low Side Driver Turn-On Propagation Delay	V _{out} = 0V R _{dt} = 47kΩ		200+dt		ns
tonsd	3 vs 5,7	Shut Down Input Propagation Delay			220	280	ns
toff	1 vs 5,7	High/Low Side Driver Turn-Off Propagation Delay	V _{out} = 0V R _{dt} = 47kΩ		250	300	ns
			V _{out} = 0V R _{dt} = 146kΩ		200	250	ns
			V _{out} = 0V R _{dt} = 270kΩ		170	200	ns
tr	7,5	Rise Time	CL = 1000pF		70		ns
tf	7,5	Fall Time	CL = 1000pF		30		ns

DC Operation (V_{CC} = 14.4V; T_j = 25°C)

Supply Voltage Section							
Vclamp	2	Supply Voltage Clamping	I _s = 5mA	14.6	15.6	16.6	V
Vccth1	2	V _{CC} UV Turn On Threshold		11.5	12	12.5	V
Vccth2	2	V _{CC} UV Turn Off Threshold		9.5	10	10.5	V

DC Operation (continued)

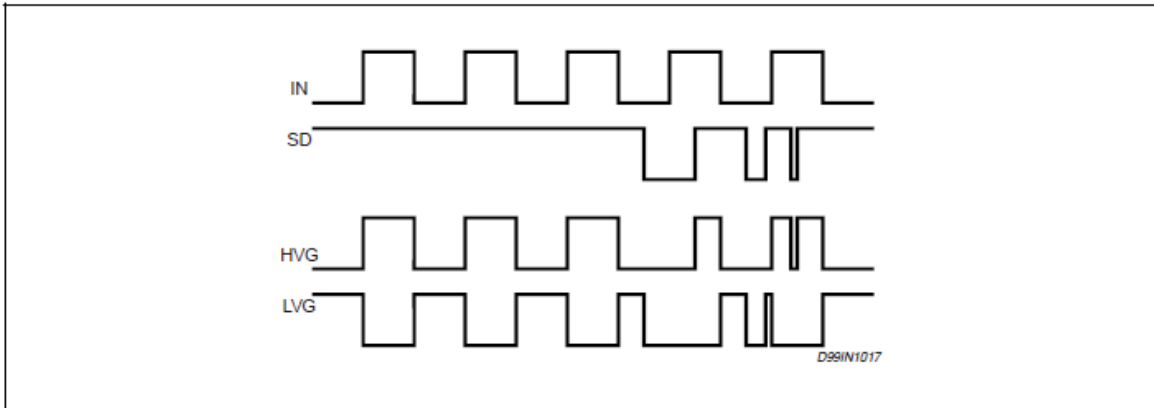
Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Vchys	2	V _{CC} UV Hysteresis			2		V
Iqccu	2	Undervoltage Quiescent Supply Current	V _{CC} ≤ 11V		150		μA
Iqcc	2	Quiescent Current	V _{in} = 0		380	500	μA
Bootstrapped supply Voltage Section							
Vboot	8	Bootstrap Supply Voltage				17	V
IQBS		Quiescent Current	V _{out} = V _{boot} ; I _N = HIGH			200	μA
ILK		High Voltage Leakage Current	V _{HVG} = V _{out} = V _{boot} = 600V			10	μA
Rdson		Bootstrap Driver on Resistance (*)	V _{CC} ≥ 12.5V; I _N = LOW		125		Ω
High/Low Side Driver							
Iso	5,7	Source Short Circuit Current	V _{IN} = V _{ih} (t _p < 10μs)	300	400		mA
Isi		Sink Short Circuit Current	V _{IN} = V _{il} (t _p < 10μs)	500	650		mA
Logic Inputs							
Vil	2,3	Low Level Logic Threshold Voltage				1.5	V
Vih		High Level Logic Threshold Voltage		3.6			V
Iih		High Level Logic Input Current	V _{IN} = 15V		50	70	μA
Iil		Low Level Logic Input Current	V _{IN} = 0V			1	μA
Iref	3	Dead Time Setting Current			28		μA
dt	3 vs 5,7	Dead Time Setting Range (**)	R _{dt} = 47k R _{dt} = 146 R _{dt} = 270k	0.4	0.5 1.5 2.7	3.1	μs μs μs
Vdt	3	Shutdown Threshold			0.5		V

(*) R_{DS(on)} is tested in the following way:
$$R_{DS(on)} = \frac{(V_{CC} - V_{CB00T1}) - (V_{CC} - V_{CB00T2})}{I_1(V_{CC}, V_{CB00T1}) - I_2(V_{CC}, V_{CB00T2})}$$

where I₁ is pin 8 current when V_{CB00T} = V_{CB00T1}, I₂ when V_{CB00T} = V_{CB00T2}

(**) Pin 3 is a high impedance pin. Therefore dt can be set also forcing a certain voltage V₃ on this pin. The dead time is the same obtained with a R_{dt} if it is: R_{dt} · I_{ref} = V₃.

Figure 1. Input/Output Timing Diagram



Anexo 4.



HGTG20N60C3D

Data Sheet

December 2001

45A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diode

The HGTG20N60C3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. This device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. The IGBT used is development type TA49178. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the RHRP3080 (TA49063).

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential, such as: AC and DC motor controls, power supplies and drivers for solenoids, relays and contactors.

Formerly developmental type TA49179.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG20N60C3D	TO-247	G20N60C3D

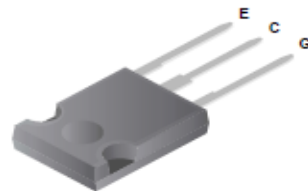
NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

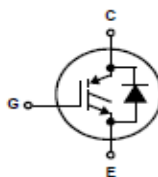
- 45A, 600V, $T_C = 25^\circ\text{C}$
- 600V Switching SOA Capability
- Typical Fall Time. 108ns at $T_J = 150^\circ\text{C}$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

Packaging

JEDEC STYLE TO-247



Symbol



Electrical Specifications $T_C = 25^{\circ}\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Collector to Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V	
Collector to Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	-	-	250	μA
			$T_C = 150^{\circ}\text{C}$	-	-	5.0	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = I_{C110}$ $V_{GE} = 15\text{V}$	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	-	1.4	1.8	V
			$T_C = 150^{\circ}\text{C}$	-	1.5	1.9	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$	3.4	4.8	6.3	V	
Gate to Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 250	nA	
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^{\circ}\text{C}$, $R_G = 10\Omega$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $L = 100\mu\text{H}$	$V_{CE} = 480\text{V}$	120	-	-	A
			$V_{CE} = 600\text{V}$	20	-	-	A
Gate to Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_{CE} = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.4	-	V	
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_{CE} = I_{C110}$ $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	$V_{GE} = 15\text{V}$	-	91	110	nC
			$V_{GE} = 20\text{V}$	-	122	145	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	IGBT and Diode at $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $I_{CE} = I_{C110}$ $V_{CE} = 0.8 BV_{CES}$ $V_{GE} = 15\text{V}$ $R_G = 10\Omega$ $L = 1\text{mH}$ Test Circuit (Figure 19)	-	28	32	ns	
Current Rise Time	t_{ri}		-	24	28	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	151	210	ns	
Current Fall Time	t_{fi}		-	55	98	ns	
Turn-On Energy	E_{ON}		-	500	550	μJ	
Turn-Off Energy (Note 3)	E_{OFF}	-	500	700	μJ		

Anexo 5. Código de programación en Arduino.

```
int Ta[21] = { 7, 23, 38, 53, 68, 83, 97, 110, 123, 135, 146, 156, 166,
174, 182, 188, 193, 197, 200, 202, 203};
```

```
int Tb[21] = { 97, 89, 82, 74, 67, 60, 53, 46, 40, 34, 28, 23, 18, 14,
10, 7, 4, 2, 1, 0.32, 0.024};
```

```
int t[41] = {0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 19,
18, 17, 16, 15, 14, 13, 12, 11, 10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0};
```

```
int sd = 8;
```

```
int p1[2]={5,6};
```

```
int p2[2]={6,5};
```

```
void setup() {
```

```
    // put your setup code here, to run once:
```

```
    pinMode(p1[0], OUTPUT);
```

```
    pinMode(p2[0], OUTPUT);
```

```
pinMode(sd, OUTPUT);
digitalWrite(sd, LOW);

}
void loop() {

//Formación del Ciclo positivo
for (int j = 0; j <= 1; j++)
{
digitalWrite(p1[j], HIGH);
digitalWrite(p2[j], LOW);
for (int i = 0; i <= 40; i++)
{

digitalWrite(sd, LOW);
delayMicroseconds(Tb[t[i]]);
digitalWrite(sd, HIGH);
delayMicroseconds(Ta[t[i]]);
digitalWrite(sd, LOW);
delayMicroseconds(Tb[t[i]]);

}
}
}
```

Anexo 6 Resultados obtenidos usando la ecuación área bajo la curva.

matrices	valor de las j	valor de los pulsos	pulsos opuestos
0	0.001320840821	007.78E-06	097.73E-06
1	0.003954770880	023.30E-06	089.97E-06
2	0.006565491677	038.69E-06	082.28E-06
3	0.009137681744	053.85E-06	074.70E-06
4	0.011656245740	068.69E-06	067.28E-06
5	0.014106403020	083.13E-06	060.06E-06
6	0.016473774430	097.08E-06	053.09E-06
7	0.018744466620	110.46E-06	046.40E-06
8	0.020905153650	123.19E-06	040.03E-06
9	0.022943155140	135.20E-06	034.03E-06
10	0.024846510740	146.41E-06	028.42E-06
11	0.026604050270	156.77E-06	023.24E-06
12	0.028205459300	166.21E-06	018.52E-06
13	0.029641339680	174.67E-06	014.29E-06
14	0.030903264700	182.11E-06	010.57E-06
15	0.031983828540	188.47E-06	007.39E-06
16	0.032876689710	193.73E-06	004.76E-06
17	0.033576608310	197.86E-06	002.70E-06
18	0.034079476740	200.82E-06	001.22E-06
19	0.034382343830	202.61E-06	322.71E-09
20	0.034483432160	203.20E-06	024.86E-09
19	0.034382343830	202.61E-06	322.71E-09
18	0.034079476740	200.82E-06	001.22E-06
17	0.033576608310	197.86E-06	002.70E-06
16	0.032876689710	193.73E-06	004.76E-06
15	0.031983828540	188.47E-06	007.39E-06
14	0.030903264700	182.11E-06	010.57E-06
13	0.028205459300	166.21E-06	018.52E-06
12	0.028205459300	166.21E-06	018.52E-06
11	0.026604050270	156.77E-06	023.24E-06
10	0.024846510740	146.41E-06	028.42E-06
9	0.022943155140	135.20E-06	034.03E-06
8	0.020905153650	123.19E-06	040.03E-06
7	0.018744466620	110.46E-06	046.40E-06
6	0.016473774430	097.08E-06	053.09E-06
5	0.014106403020	083.13E-06	060.06E-06
4	0.011656245740	068.69E-06	067.28E-06
3	0.009137681744	053.85E-06	074.70E-06
2	0.006565491677	038.69E-06	082.28E-06
1	0.003954770880	023.30E-06	089.97E-06
0	0.001320840821	007.78E-06	097.73E-06