128-77

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY.

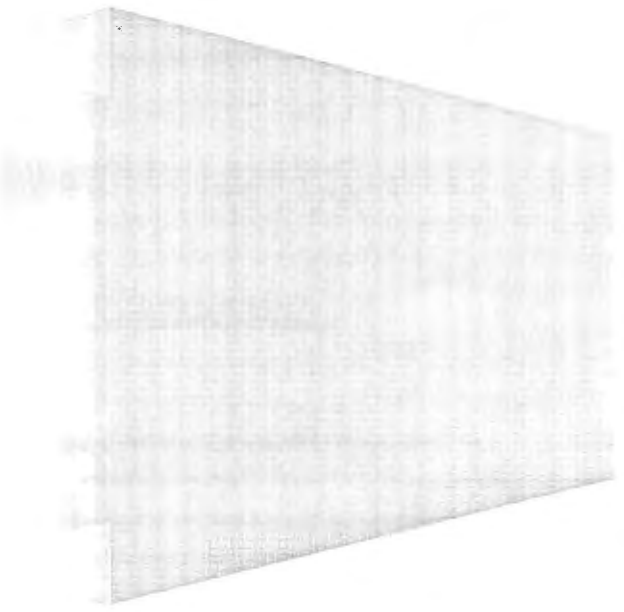
CAMPUS CIUDAD DE MÉXICO

TECNOLÓGICO DE MONTERREY

Etapa de potencia de un Desfibrilador Externo Automático.

Pedro Roberto de la Torre Olazábal A00971488

Miguel Fonseca Salazar A01109242



08

TESIS
RC684. E4
T67
2008

CJV 61235286

Tabla de contenido

Índice de ilustraciones 3

1. Introducción 4

1.1. Objetivos y Metas 4

1.2. Estado del arte 4

1.3. Fundamento teórico. 5

1.3.1. Conceptos básicos de medicina (Webster & Clark, 1998). 5

1.3.2 Conceptos en ingeniería aplicados en el proyecto. 12

2. Problemática 17

3. Propuesta de solución 18

4. Diseño de los sistemas del proyecto 19

4.1 Elevación de voltaje y circuito RC. 19

4.2 Control de polaridad. 26

5. Evaluación del sistema desarrollado 35

6. Conclusiones 39

7. Perspectivas a futuro 40

8. Bibliografía 41

9. Anexos. 42

9.1 Anexo 1 – Hojas de especificaciones 42

9.1.1. 2N3771 42

9.1.2. LMC555 44

9.1.3. 4N36 46

9.1.4. IRGPH40F 48

9.1.5 MC33153-D 50

9.1.6 PVI-1050N 52

9.2. Anexo 2 – Tablas estadísticas de mortalidad en México. 54

10. Póster (Noviembre 2008) 55

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

ILUSTRACIÓN 1. RUTAS ELÉCTRICAS EN EL CORAZÓN (WEBSTER & CLARK, 1998). 6
ILUSTRACIÓN 2. TAQUICARDIA VENTRICULAR (MFI, 2008). 7
ILUSTRACIÓN 3. FIBRILACIÓN VENTRICULAR (MFI, 2008). 7
ILUSTRACIÓN 4 CIRCUITO PARA GENERACIÓN DE ONDA MONOPOLAR SENOIDAL AMORTIGUADA (WEBSTER & CLARK, 1998). 9
ILUSTRACIÓN 5. FORMA DE ONDA MONOPOLAR SENOIDAL AMORTIGUADA (MDS). 9
ILUSTRACIÓN 6. FORMA DE ONDA MONOPOLAR EXPONENCIAL TRUNCADA (MTE). 10
ILUSTRACIÓN 7. A LA IZQUIERDA, FORMA DE ONDA BIPOLAR CON DECAIMIENTO EXPONENCIAL TRUNCADA (BTE). A LA DERECHA, FORMA DE ONDA BIPOLAR RECTILÍNEA (RLB). 11
ILUSTRACIÓN 8. EN LA PRIMERA ETAPA (IZQUIERDA) EL INDUCTOR SE CARGA Y CUANDO EL VOLTAJE ES SUFICIENTEMENTE ALTO PARA ACTIVAR AL DIODO, EL VOLTAJE ALTO PUEDE PASAR HACIA LA CARGA. 12
ILUSTRACIÓN 9. CIRCUITO RC BÁSICO 14
ILUSTRACIÓN 10. ESQUEMA DEL PRINCIPIO DE UN CIRCUITO QUE GENERA UNA FORMA DE ONDA CON DECAIMIENTO EXPONENCIAL (EN DONDE INT1 ES EL TRANSISTOR DE CONMUTACIÓN). 22
ILUSTRACIÓN 11. GRÁFICA DE COMPORTAMIENTO DEL TRANSFORMADOR DE ALTO VOLTAJE COMO RESPUESTA A FRECUENCIA. 24
ILUSTRACIÓN 12. CIRCUITO DE CONTROL PARA ELEVACIÓN A ALTO VOLTAJE. 25
ILUSTRACIÓN 13. CIRCUITO EN CONFIGURACIÓN BÁSICA PARA UN PUENTE H. 26
ILUSTRACIÓN 14. DESCOMPOSICIÓN DEL PUENTE H PARA ANÁLISIS NODAL DE VOLTAJES 26
ILUSTRACIÓN 15. CONFIGURACIÓN BÁSICA DEL CIRCUITO MC33153 PARA ACTIVACIÓN DE IGBTS. 27
ILUSTRACIÓN 16. CIRCUITO DE ACTIVACIÓN PARA LOS IGBTS INFERIORES DEL PUENTE H. 28
ILUSTRACIÓN 17. CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA DEL PVI 1050N PARA DIFERENTES RESISTENCIAS (PARA UN SOLO CANAL). 30
ILUSTRACIÓN 18. GRÁFICA DE CAPACIDAD DE CORRIENTE CON RESPECTO AL VOLTAJE COMPUERTA-EMISOR (HOJA DE ESPECIFICACIONES DE IRGPH40F P. 38) 30
ILUSTRACIÓN 19. CIRCUITO DE ACTIVACIÓN PARA IGBTS SUPERIORES DEL PUENTE H. 31
ILUSTRACIÓN 20. CIRCUITO DE CONTROL DE DESCARGA DEL CAPACITOR PARA DESFIBRILACIÓN. 31
ILUSTRACIÓN 21. DIAGRAMA A BLOQUES DEL DESFIBRILADOR EXTERNO AUTOMÁTICO. 32
ILUSTRACIÓN 22. ESQUEMA DEL CIRCUITO DE LA ETAPA DE POTENCIA DE UN DESFIBRILADOR EXTERNO AUTOMÁTICO. 34
ILUSTRACIÓN 23. SEÑAL DE ENTRADA A LOS OPTO-ACOPLADORES 4N36. 36
ILUSTRACIÓN 24. SEÑAL DE SALIDA PROVENIENTE DE UN PVI1050N. 37
ILUSTRACIÓN 25. SEÑAL DE SALIDA PROVENIENTE DE UN MC33153 37
ILUSTRACIÓN 26. CARGA DE CAPACITOR DE ALTO VOLTAJE. 38
ILUSTRACIÓN 27. DESCARGA DE ENERGÍA PROVENIENTE DE UN CAPACITOR DE ALTO VOLTAJE. 38

1. Introducción

1.1. Objetivos y Metas

Desarrollar un equipo de alta potencia capaz de generar una forma de onda bipolar exponencial truncada (BTE por sus siglas en inglés), la cual será utilizada para tratar a pacientes que padezcan arritmias en el corazón tales como la taquicardia ventricular o la fibrilación ventricular. El sistema será capaz de interactuar con dos sistemas más con el objetivo de integrar un desfibrilador externo automático competente, diseñado y construido en México. Estos proyectos incluyen: un electrocardiógrafo, que adquiere señales cardiacas; y procesamiento de señales cardiacas para indicar si la condición de un paciente es tal que requiera un shock de desfibrilación.

Realizado en dos partes, la primer parte recopiló información acerca de las especificaciones del circuito y de la señal bipolar, tanto de fuentes bibliográficas (para datos específicos como voltajes, corrientes, impedancias, duración y formas de onda) como fuentes electrónicas (para averiguar el estado del arte y hacer comparaciones con otros productos ya existentes), con el objetivo de establecer un punto de partida y metas claras; el segundo objetivo de este primer semestre fue crear un circuito capaz de almacenar 200 J de energía y descargarlo en un tiempo de alrededor de 10-12 ms en una resistencia similar a la del cuerpo humano, de alrededor de 75 Ω, con un valor pico de voltaje de 2250 V y 30 A aproximadamente.

Para la segunda etapa de trabajo, se complementó el proyecto con un inversor de polaridad capaz de manejar alto voltaje para la forma de onda obtenida anteriormente. Además se adecua la forma de onda bipolar de alto voltaje para ser medible y demostrar resultados. De esta manera se establece un parámetro físico para comparar el sistema con aquellos sistemas comerciales.

1.2. Estado del arte

Existen desfibriladores utilizados en cirugías a corazón abierto que se activan o desactivan según sea necesario. En estos, los electrodos hacen contacto directo con el músculo cardiaco y suministran entre 80 V y 300 V y de 4 A a 6 A (Webster & Clark, 1998). También existen desfibriladores externos manuales, utilizados en salas de emergencia en cuyo caso dos electrodos se aplican en el pecho y un médico capacitado decide la cantidad de energía a suministrar y es responsable de activar el shock.

Actualmente existe una gran variedad de desfibriladores externos automáticos disponibles en el mercado. La Food and Drugs Administration (FDA) se encarga de regular a estos equipos bajo los mismos estándares. Marcas como Philips y Zoll sirvieron como modelo para el establecer metas y parámetros mínimos de satisfacción. En la actualidad todos los desfibriladores usan un principio de almacenamiento de energía capacitiva (Bronzino, 2006). De acuerdo con Webster & Clark, estos capacitores radican entre 10 μF y 50 μF y aplican un voltaje de 2 kV a 9 kV. La forma de la señal en los desfibriladores externos automáticos comerciales es sinusoidal monofásica amortiguada, monofásica truncada exponencial o bifásica truncada exponencial, que fue la primera en ser aprobada por la FDA, además de una nueva que está siendo probada que es la RBT (Bifásica Rectilinea Truncada). Cualquiera que sea la señal suministrada por el sistema, tarda entre 2 y 5 segundos para cargar la energía posterior a que el mecanismo haya sido activado (Minczak & Krim, 2004). Los desfibriladores externos automáticos pueden operar sin necesidad de estar conectados a alguna fuente AC, y obtienen la energía a partir de baterías.

También algunos desfibriladores externos automáticos, como el Zoll serie M son capaces de medir la impedancia transtorácica (ITT) y modificar la energía de la onda para que sea apropiada al paciente en la situación. El desfibrilador externo automático guía al usuario mediante instrucciones visuales, habladas o ambas. Solo se requiere aplicar los electrodos auto adheribles y presionar el botón de shock si este es recomendado por el desfibrilador externo automático (Minczak & Krim, 2004). El mismo aparato puede ser utilizado para desfibrilar al corazón, en cuyo caso opera en modo asíncrono o para hacer una cardioversión, para lo cual opera en modo síncrono. Los electrodos se hacen de acero inoxidable, por su durabilidad o también de aleaciones de cobre para disminuir la impedancia de contacto.

1.3. Fundamento teórico.

1.3.1. Conceptos básicos de medicina (Webster & Clark, 1998).

Mostrado en el anexo 2, una de las principales causas de muerte en México son causadas por problemas al corazón. El corazón está formado por paredes musculares que al contraerse expulsan la sangre hacia todo el cuerpo, latiendo aproximadamente 72 veces por minuto en promedio. La insuficiencia de sangre bombeada por el corazón, por ejemplo al cerebro, causa de debilidad, pérdida del conocimiento e inclusive la muerte. El corazón está dividido en dos tipos de células especializadas, la mayoría siendo células contráctiles. El segundo tipo son las células auto-rítmicas, su función es iniciar y conducir los potenciales que ocasionan las contracciones de las células contráctiles; se comportan como marca pasos naturales, ya que sus membranas se despolarizan lentamente y al llegar al límite, sufren despolarización activa; estos cambios

en el potencial se esparcen por todas las células para crear un latido rítmico sin necesidad de señales nerviosas.

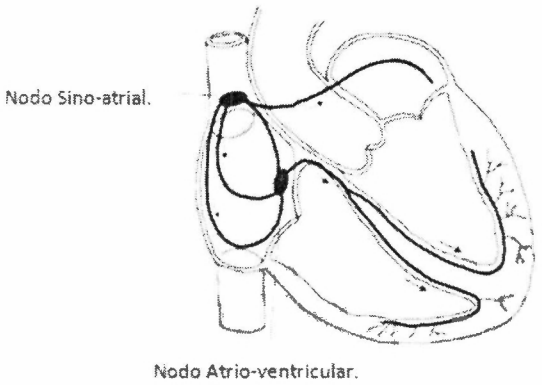


Ilustración 1. Rutas eléctricas en el corazón (Webster & Clark, 1998).

La señal eléctrica que inicia el proceso de latidos empieza en el nodo sino-atrial (marcado en la ilustración 1) que es el marca pasos del corazón y continúa con el nodo atrio-ventricular. El corazón debe mantener un ritmo continuo para bombear de manera efectiva. Un ritmo lento no tendrá el suficiente bombeo de sangre y puede presentar los síntomas anteriormente mencionados, y un latido muy rápido no dejará que el corazón se llene con suficiente sangre para bombear. Los latidos lentos (bradicardia) pueden deberse a un bloqueo de la señal eléctrica, lo cual no dejará que una porción del corazón tenga contracciones. Latidos rápidos (taquicardia) ocasionalmente son causados por un corto circuito en el corazón, teniendo rutas anormales de la señal cardiaca o que quede circulando en algún camino.

1.3.1.1 Taquicardia ventricular (Berger, Medline Enciclopedia Médica., 2008).

Se origina en los tejidos ventriculares, debido a daños causados por algunas de las siguientes razones: Consumo de medicamentos anti-arrítmicos, cambios en la química sanguínea (ej. Bajo nivel de potasio), insuficiencia de oxígeno, estos problemas causan daños en las conexiones eléctricas que causan estímulos rápidos en los ventrículos (más de 100 latidos por minuto) con al menos tres latidos irregulares en un periodo. La taquicardia ventricular con frecuencia causa una caída en la presión sanguínea, pérdida del conocimiento, pulso rápido o ausente. En casos extremos, puede ser fatal. Puede desarrollar una

complicación temprana o tardía de un ataque cardiaco y suele suceder en pacientes que sufran de miocardiopatía, insuficiencia cardiaca, cirugía de corazón, miocarditis, válvulopatía cardiaca.

Ilustración 2. Taquicardia ventricular (MFI, 2008).

1.3.1.2. Fibrilación ventricular (Berger, Medline Enciclopedia Médica., 2008).

En esta arritmia anormal, los ventrículos se despolarizan repetidamente en forma descoordinada y errática. Es causada por algunas de las siguientes razones: cardiopatía congénita, accidentes por electrocución o lesión al corazón, ataque cardiaco, enfermedades al músculo cardiaco, cirugía de corazón, isquemia, muerte cardíaca súbita (presente en atletas después de un traumatismo sobre la superficie del corazón). En poco tiempo este padecimiento es invariablemente fatal debido a la falta de sangre irrigada al cuerpo, principalmente al cerebro.

Ilustración 3. Fibrilación Ventricular (MFI, 2008).

Quien comienza a padecer fibrilación sufre dolor torácico, mareo, nauseas, latidos cardiacos rápidos, dificultad para respirar. Ambas arritmias deben ser tratadas rápidamente para que el paciente viva, y esto es logrado administrando un shock eléctrico que pase a través del cuerpo. Al administrar un shock eléctrico, lo suficientemente fuerte, todas las células del corazón se despolarizan al mismo tiempo, lo que permite entrar en sincronía de forma natural, reiniciando el nodo sino-atrial su función de marcapasos y todas las demás células contráctiles siendo controladas por las células auto-rítmicas.

1.3.1.3. Desfibrilación.

Actualmente, la mayoría de los desfibriladores comerciales utilizan capacitores para almacenar energía. La forma de onda depende del tiempo de descarga del capacitor (con su constante de tiempo RC) y en ocasiones por un modificador de onda inductivo (forma de onda senoidal amortiguada) o circuitos de conmutación para truncar la caída exponencial del capacitor (forma de onda exponencial truncada). Las formas de onda se pueden caracterizar por las polaridades presentes en la forma de onda, la pendiente de la corriente de desfibrilación y la duración de la forma de onda que de acuerdo a los diferentes autores citados, varía entre 8 y 40ms según el tipo de la forma de onda y la amplitud. En términos médicos, existen dos tipos de formas de onda que son presentados a continuación:

1.3.1.3.1 Señales monopolares de desfibrilación.

Como su nombre lo indica, la forma de onda sólo tiene una polaridad durante toda la duración. Se utilizaron dos formas de onda en los primeros desfibriladores comerciales las cuales se mencionan a continuación:

a) Monofásica sinusoidal amortiguada (MDS por sus siglas en inglés): El circuito que genera este tipo de onda se muestra en la ilustración en donde se puede observar que se concentra energía en un capacitor de alto voltaje, y al descargarlo en el paciente adquiere una forma amortiguada senoidal debido al efecto del inductor.

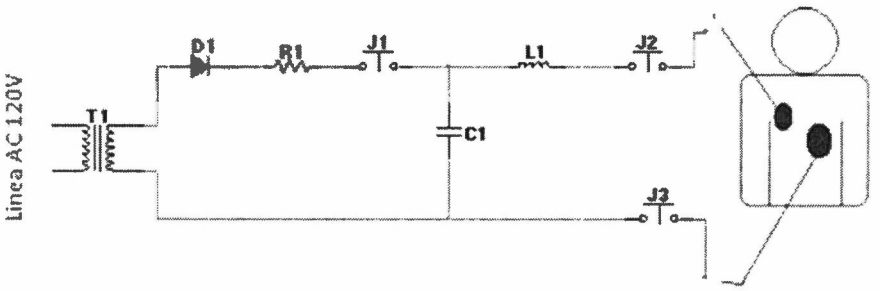


Ilustración 4 Circuito para generación de onda monopolar senoidal amortiguada (Webster & Clark, 1998).

Para el mismo circuito se pueden tener dos tipos de formas de onda, dependiendo fundamentalmente de la impedancia del paciente a desfibrilar, siendo sub-amortiguada para pacientes con baja impedancia transtorácica (menos de 56Ω) y teniendo un comportamiento cuasi-bipolar; referida en la literatura especializada como forma de onda Gurvich. Para pacientes con impedancia transtorácica mayor a 56Ω, la forma de onda se hace monopolar (por el efecto sobre-amortiguado de la onda) y tiene el nombre de forma de onda de Edmark.

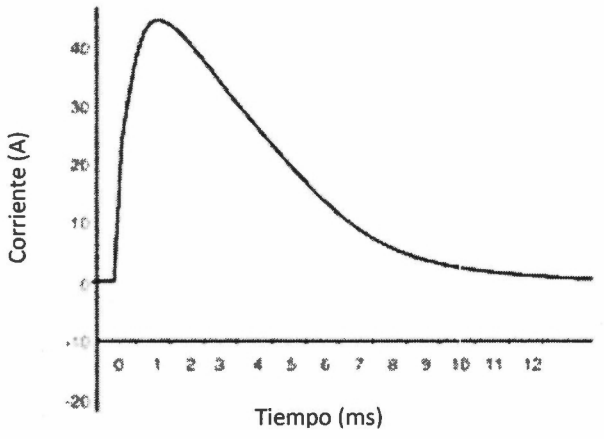


Ilustración 5. Forma de onda monopolar senoidal amortiguada (MDS).

b) Monofásica exponencial truncada (MTE por sus siglas en inglés): Modificando un poco el circuito anterior, quitando el inductor, se obtiene un decaimiento exponencial por parte de la descarga del

capacitor a través de la resistencia del cuerpo humano. Se tiene poca fiabilidad en esta forma de onda ya que aplicar corrientes bajas por un periodo largo de tiempo, mayor a 40ms, puede resultar en una nueva fibrilación del corazón. Para mejorar la forma de onda, se puede truncar mediante conmutadores que "desconecten" al paciente del capacitor al cabo de cierto tiempo. Con una forma de onda con decaimiento exponencial truncado se mejora la eficacia de la desfibrilación.

Las ventajas de este tipo de formas de onda es que se permite el uso de elementos con mayor capacitancia, que se traduce en un menor voltaje requerido para carga el mismo capacitor. Entre sus características como se puede observar en las ilustraciones, se puede mencionar su duración de entre 10 y 30 ms y una amplitud pico de corriente de entre 20 y 50 A, lo cual nos puede generar niveles de energía entre 200 y 400J por shock de desfibrilación.

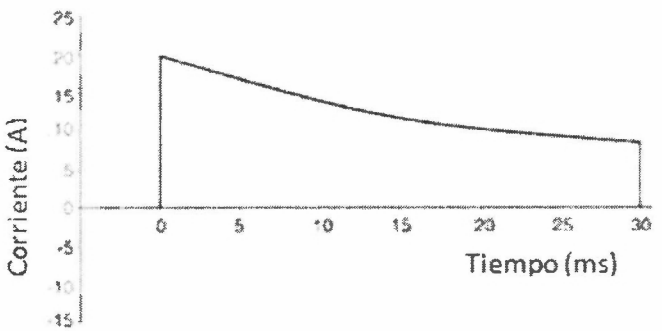


Ilustración 6. Forma de onda monopolar exponencial truncada (MTE).

1.3.1.3.2 Señales bipolares de desfibrilación

Son caracterizadas por tener un cambio de polaridad en los electrodos en la duración del pulso. Utilizadas comúnmente en desfibriladores implantables modernos, tienen la ventaja de que se requiere de menos energía en el shock y las consecuencias post-desfibrilación presentan resultados inmediatamente. La menor necesidad de energía puede deberse a que el shock inicial no necesita despolarizar tantas células como en las formas de onda monopolares. Esto es debido a que la etapa de polaridad negativa remueve las

cargas residuales dejadas por la polaridad positiva reduciendo el riesgo de que se entre en fibrilación de nuevo.

Para aumentar la probabilidad de éxito en la desfibrilación, la polaridad negativa debe ser lo más corto posible, ya que entre más tiempo tome, necesitarán mayores voltajes de desfibrilación y además, la probabilidad de éxito disminuye. En las ilustraciones se pueden observar dos tipos de forma de onda bipolares, la primera siendo la bipolar con decaimiento exponencial truncada (BTE por sus siglas en inglés) la cual fue la primera forma de onda en ser aprobada por la FDA. La segunda siendo una forma de onda más reciente, utilizada en equipos Zoll, llamada forma de onda bipolar rectilínea (RLB por sus siglas en inglés). Para el 2007, no había evidencia de que cualquiera de las dos formas de onda bipolares tuviera mayor éxito, ya que la BTE presentaba una probabilidad de éxito de 86-98% para un shock inicial de 150J, mientras que la RLB obtenía una probabilidad de éxito de 85% para un shock inicial de 120J.

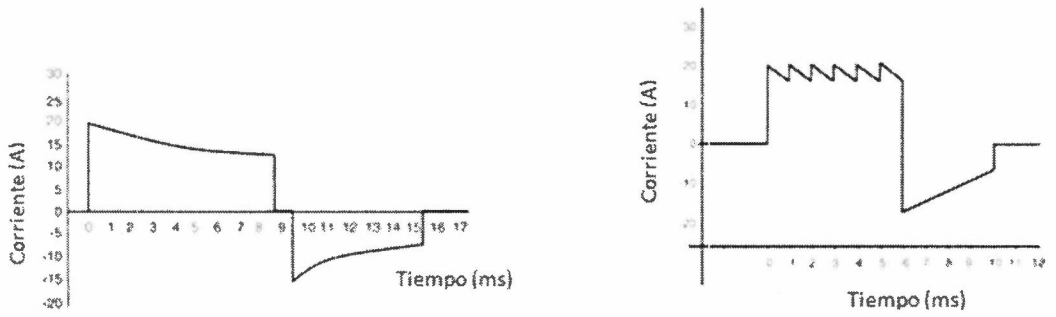


Ilustración 7. A la izquierda, forma de onda bipolar con decaimiento exponencial truncada (BTE). A la derecha, forma de onda bipolar rectilínea (RLB).

Una medida utilizada frecuentemente en los desfibriladores es tener dos botones en los electrodos de aplicación de desfibrilación; el objetivo es para que la desfibrilación no ocurra debido a un accidente, sino por el contrario sólo pueda realizarse cuando el que aplica el tratamiento esté en total control del aparato y oprima los dos botones. Teniendo como ventaja que el sistema a desarrollar es totalmente automático, el procesador decidirá si la desfibrilación se lleva a cabo o no, por lo que no se necesitarán botones en los electrodos de aplicación.

Tabla 1. Comparativa entre formas de onda aplicadas en desfibrilación.

Característica / Forma de onda	Corriente Pico (A)	Duración (ms)	Energía por shock (J)	Porcentaje de éxito (%)
Monopolar Sinusoidal Amortiguado.	45	12	200-360	77-91
Monopolar Exponencial Truncado.	22	30	200-360	54-63
Bipolar Exponencial Truncado.	30	15	150-200	86-98
Bipolar Rectilínea.	20	10	120	85

1.3.2 Conceptos en ingeniería aplicados en el proyecto.

1.3.2.1 Elevación de voltaje.

Se consideraron diversas posibilidades para elevar el voltaje requerido para la desfibrilación. Entre éstas se tomó en cuenta el circuito booster, duplicadores de voltaje con capacitores y el transformador de alto voltaje. Para el proyecto se utilizó el circuito básico de un fly-back (transformador de alto voltaje), que es el utilizado en televisores de tubos de rayos catódicos para generar voltajes en el orden de los kilovolts. Ya que se requiere de un voltaje de aproximadamente 3000V para una desfibrilación exitosa, la salida del transformador deberá obtener este valor de voltaje para cargar un capacitor. Este circuito se ilustra a continuación:

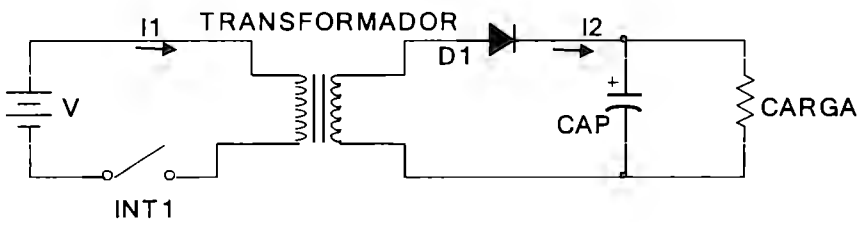


Ilustración 8. En la primera etapa (izquierda) el inductor se carga y cuando el voltaje es suficientemente alto para activar al diodo, el voltaje alto puede pasar hacia la carga.

Para este circuito se tienen dos fases de operación: en la primera, el interruptor 1 (INT1 en la ilustración 9) se mantiene activo durante el tiempo $0 < t < D_C T$, en donde D_C es el ciclo de trabajo y T es el periodo. El devanado de bajo voltaje se carga de manera lineal de la forma siguiente:

$$V_s = L_p \frac{di_1}{dt}$$

$$i_1 = \int \frac{V_s}{L_p} dt$$

La corriente máxima se alcanza cuando el primer conmutador (INT1) se apaga y el devanado para de cargarse mientras almacena energía en forma de campo electromagnético, en t = kT. La corriente secundaria I_2 está dada por la expresión:

$$I_{SE} = \frac{N_p I_p}{N_s}$$

La segunda etapa comienza cuando el interruptor se apaga, se carga el capacitor y llega voltaje a la impedancia de carga de manera indistinta al convertidor booster. I_{SE} carga el capacitor y da corriente a la carga.

El transformador de alto voltaje se puede operar de dos diferentes maneras. El modo de operación continua se caracteriza porque el conmutador conduce antes de que la corriente secundaria caiga a cero. En este modo de operación se logra una capacidad más alta de potencia para la misma corriente pico. Esto trae como consecuencia que en modo discontinuo, los picos de corriente son más altos. En este segundo, la corriente cae a cero, es decir, el capacitor se descarga por completo antes de volver a operar.

Este circuito se controla por frecuencia. Transforma un voltaje DC a uno más alto. Sin embargo antes de entrar a la bobina, el voltaje DC se convierte a AC mediante el uso de un transistor FET.

1.3.2.2. Circuitos con decaimiento exponencial.

Se consideraron dos opciones para generar la señal tomando en cuenta que la forma de onda deseada es bipolar con decaimiento exponencial y truncado para desfibrilar. Estas son un circuito RL, para obtener una caída de corriente exponencial, o un circuito RC para obtener una caída de voltaje exponencial.

Debido a que ambos componentes, tanto a que los valores de inductor como capacitor son sencillos de calcular y utilizar, se optó por utilizar un circuito RC por su relativa disponibilidad en el mercado; además de que los desfibriladores comerciales tanto automáticos como el diseñado en este proyecto como los implantables utilizan capacitores para guardar energía.

Existen aun más motivos para utilizar capacitores entre los que se reconocen los siguientes: se presentan menos pérdidas de energía en los capacitores, menor precio, tamaño y peso (características deseables para el proyecto).

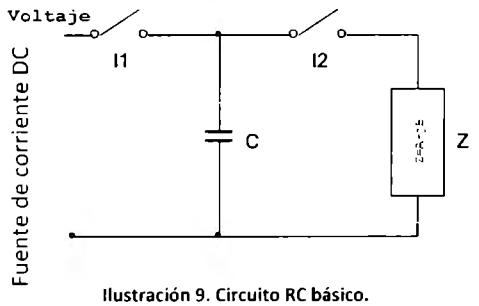


Ilustración 9. Circuito RC básico.

El comportamiento exponencial de los circuitos RC se explica a continuación. Considerando una carga inicial en el capacitor:

$$v(0) = V_0$$

Con I2 cerrado la corriente de la malla está descrita por la ecuación:

$$C\frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} = 0$$

Dividiendo la función entre C y obteniendo la integral se obtiene lo siguiente:

$$\int \frac{dv}{v} = -\int \frac{1}{RC} dt$$

$$\ln v = -\frac{t}{RC}$$

Evaluando desde V_0 a V y de 0 a t, y aplicando leyes de logaritmos se obtiene como resultado:

$$\ln v - \ln v_0 = -\frac{1}{RC}t$$

$$v(t) = V_0 e^{-t/RC}$$

De la ecuación anteri5or se puede notar el comportamiento exponencial de los circuitos RC.

1.3.2.3. Cambio de polaridad – Puente H y dispositivos de conmutación.

La última etapa del diseño consiste en darle polaridad a la señal antes mencionada y truncarla. Para ello, se requiere hacer cambios en la dirección de la corriente que pasa a través de la impedancia de carga. Según (Prutchi & Norris, 2005), en los desfibriladores externos automáticos actuales se usa un puente H controlado con transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés). Un IGBT puede funcionar como un conmutador que es controlado por voltaje. Los pasos a seguir en el diseño del equipo de potencia son los siguientes (Rashid, 2004):

- Diseño de circuitos de potencia.
- Protección de dispositivos de potencia.
- Determinación de la estrategia de control.
- Diseño de lógica y circuitos de encendido.

Para seleccionar apropiadamente a los componentes del circuito, éstos deben cumplir con algunas condiciones de voltaje y de corriente principalmente, pero también de tiempos de activación y desactivación. Para el caso de los transistores, en estado de saturación, la capacidad de corriente conducida debe ser muy alta, cuando menos 30A (I_{ON}); la caída de voltaje del co ector hasta el emisor sea mínima o despreciable respecto del voltaje aplicado, que tienda a cero (V_{CE}). Por último, debe presentar resistencia al flujo de corriente muy baja, tendiendo a cero, para tener pocas pérdidas (R_{ON}). En cambio, cuando no conduzca deberá tener capacidad de soportar voltajes con polarización inversa y directa del orden de 3 a 4kV, así como una corriente de fuga tendiendo a cero y para ello una resistencia muy alta, desfibrilador externo automáticamente que tienda a infinito. Como conmutador se deberá utilizar uno con tiempo de encendido bajo, tendiendo a cero. Existen transistores que realizan ese cambio en microsegundos. Los

estados de encendido y apagado deben controlarse por medio de señales en alto o bajo y el dispositivo debe ser capaz de soportar cambios en voltaje (dv/dt) y corriente (di/dt) (Rashid, 2004).

Es de importancia tomar una buena decisión en cuanto a los dispositivos de conmutación para el cambio de polaridad, se irá analizando uno por uno para ver sus características. Los diodos son dispositivos que sirven como válvulas de corriente en un sólo sentido, es decir que sólo conducen polarizados directamente. No cuentan con ninguna terminal de control con la que se regule su estado de conducción. Los tiristores son diodos que pueden controlar cuando conducir. Constan de tres terminales, ánodo, cátodo y una compuerta. El tiristor comienza a conducir con una corriente en la compuerta, junto con un potencial más alto en el ánodo comparado con el cátodo; la dificultad de usar tiristores es que para apagarlos, se necesita que el voltaje tanto en el ánodo como en el cátodo sea igual para que deje de conducir o que su corriente de haga menor que la de sostenimiento.

Los transistores de potencia pueden ser clasificados en cuatro grupos:

- Transistores de junta bipolar (BJTs por sus siglas en inglés): Se utilizan en frecuencias de hasta 10Khz. Son dispositivos cuyo disparo se controla mediante voltaje y corriente en la base. Su desventaja es que requiere de una corriente de base suficiente para saturar al transistor y son altos consumidores de energía en comparación con otros tipos de transistores.

- Transistores de efecto de campo (FETs por sus siglas en inglés): Sus aplicaciones son de alta velocidad y baja potencia. Son utilizados con frecuencia en convertidores de potencia. Estos dispositivos son activados con voltaje en la terminal de base.

- IGBTs. Combinan la capacidad de manejo de corriente como los BJT, pero son transistores de potencia controlados por voltaje, característica heredada de su circuito de control de tipo FET. Tienen mayor velocidad de conmutación que los BJT, aunque menor que los MOSFET. Tienen ventajas sobre los MOSFET ya que son utilizados en electrónica de potencia especialmente para voltajes y corrientes altos, y sobre los BJT debido a que los IGBT no necesitan de corriente para saturarse y entrar en conducción.

Por las características antes mencionadas, el IGBT resulta ser el tipo de transistor más apropiado para la aplicación en cuestión.

2. Problemática

Actualmente todos los desfibriladores utilizados en hospitales en México son de origen extranjero. Además, por cultura alimenticia y de poco ejercicio, gran parte de la población mexicana es propensa a sufrir ataques cardiacos los cuales pueden derivar en la muerte si no son tratados a tiempo.

Para aplicar un shock apropiado de desfibrilación, primero se debe revisar si el problema cardiaco es tratable con desfibrilación, es decir, que sea fibrilación ventricular (FV) o taquicardia ventricular (TV). De acuerdo con el electrocardiograma, se debe decidir si las condiciones son apropiadas para dar el shock. La energía aplicada al tejido puede ser dañina si no es apropiadamente trar smitida. Ello involucra una adhesión homogénea a la piel y un área apropiada del electrodo. La Asociación para el Avance de la Instrumentación Médica sugiere el uso de electrodos de 50 cm^2.

Entonces, Se mide la impedancia transtorácica (ITT) para determinar el tamaño de la persona que, de acuerdo con (Minczak & Krim, 2004) varía entre 49 Ω y 111 Ω, considerando el uso de adhesivos de electrodos adecuados (pastas salinas o Redux) en el ámbito médico, y que para un humano adulto promedio varía entre 70 y 80 Ω. Con este valor medido, se procede a dar el primer shock, que (Minczak & Krim, 2004) sugiere que sea de 200 J e inmediatamente volver a analizar el estado del corazón. Si se requiere un segundo choque, los mismos autores sugieren que sea de 300J y un tercer y último de hasta 360J, mientras que los doctores Marco Castrejón y Ángel Orta, del Instituto de Cardiología concuerdan en que todos, hasta el tercero sean de la misma energía: 200J. (Castrejón, Orta, & Guagnelli, 2008). Luego se procede con resucitación cardio-pulmonar (CPR). (Minczak & Krim, 2004).

3. Propuesta de solución

Se propone elaborar un circuito que eleve el voltaje desde una batería de 6 ó 12V hasta el voltaje en el rango de los 2250 a los 4000V requeridos para cargar energía suficiente que se descargará al corazón. La segunda etapa del circuito es para almacenar esa energía en el capacitor. Un circuito RC de alta potencia requerirá de estar separado de elementos de baja potencia. Este funcionará como almacenador de energía Luego, para darle forma a la señal, se controlará la descarga suministrada desde capacitor mediante un puente H que permite cambiar la polaridad de la señal cuando sea necesario, para que la señal sea bipolar.

Primero se hará análisis teórico de cada etapa. Ello implica investigar sobre el funcionamiento de elementos de alta potencia, conmutadores, elementos pasivos de alta energía. Después se harán las simulaciones necesarias para comprobar que el marco teórico funciona como se espera.

Se representará al cuerpo humano como una resistencia pura de 75Ω. Se propone elaborar un circuito impreso que pueda brindar un aislamiento seguro para el manejo de altos voltajes, y que las pistas estén diseñadas de tal manera que no haya salto de voltaje de un lugar a otro no deseado.

4. Diseño de los sistemas del proyecto

4.1 Elevación de voltaje y circuito RC.

El diseño del circuito se llevó a cabo en etapas que están relacionadas entre sí. Se utilizó un transformador de alto voltaje, el cual era utilizado en televisores antiguos. Se requiere de un circuito de conmutación para transformar una señal DC (proveniente de una batería de 12 V con muy alta capacidad de corriente) a una señal AC, hacerla pasar por el transformador y rectificarla a su salida. El circuito de conmutación utilizado es un BJT, y para obtener las características de diseño se considera el principio de conservación de potencia en transformadores desfibrilador externo automáticos.

$$I_1 V_1 = I_2 V_2$$

El voltaje se calcula a partir de la energía que se quiere disipar en el capacitor. El primer parámetro establecido es la impedancia sobre la que se pretende dar el shock. Dada una impedancia de 75 Ω y una energía de 200 J, como segundo parámetro, se utilizaron las ecuaciones de energía y potencia para obtener los siguientes valores:

$$V = I \times Z$$

Donde *V* es el voltaje necesario para aplicar una corriente I a una impedancia Z. En este caso Z es puramente resistiva (75 Ω). Se fija una corriente máxima de 30 A, que se eligió como parámetro de diseño de acuerdo a las normas de desfibriladores de la AHA de 2005 y se obtiene el voltaje:

$$V = 30A \times 75ohms = 2250V$$

Es decir, la relación entre las bobinas del transformador si se utiliza una batería de 12 V es de:

$$\frac{2250V}{12V} = 187.5$$

El tiempo se obtiene a partir de la potencia consumida *(P)*. Se sabe que:

$$P = V \times I$$

Donde *V* es el voltaje aplicado entre las terminales de un elemento pasivo *e I* la corriente que pasa a través de este. También se puede calcular la energía:

$$E = P \times t$$

Donde *P* es la potencia instantánea, y *V e I* son el voltaje y la corriente pasando por el elemento en cuestión, que en este caso es la resistencia de carga. El tiempo se obtiene de la siguiente manera:

$$200J = 2250V \times 30A \times t;$$

t=2.9ms

Sin embargo, estas consideraciones implican que el voltaje y corrientes aplicados sean constantes a través del tiempo. Esta consideración es incorrecta porque la corriente y voltajes antes mencionados son los valores máximos, a partir de donde comienza el decaimiento exponencial. Entonces se considera un circuito *RC*. En este circuito, el voltaje del capacitor decae exponencialmente de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$V_c = V_0 \times e^{\left(\frac{-t}{RC}\right)}$$

Donde Vc es el voltaje del capacitor en el instante *t, V_0* es el voltaje inicial en le capacitor y *R y C* son la resistencia y capacitancia del circuito *RC*. Si queremos que el shock transmita el 90% de la energía en 8ms, como un parámetro de diseño se tiene lo siguiente:

$$\frac{V_c}{V_0} = e^{\left(\frac{-t}{RC}\right)} = .1$$

De la ecuación anterior t = 8 ms, R = 75 Ω. Se obtiene el valor del capacitor:

$$C = \frac{t}{ln\left(\frac{V_c}{V_0}\right) \times R \times -1} = \frac{8 * 10^{-3}}{ln(.1) \times 75 \times -1} = 46.32\mu F$$

El capacitor al que se pudo tener acceso en el Instituto de Cardiología tiene un valor de 35 µF y se puede cargar hasta 4000 V. La energía almacenada en un capacitor es:

$$E = \frac{1}{2} C v^2$$

En esta ecuación, C es la capacitancia del elemento y v es el voltaje al que se carga. Despejando el voltaje y sustituyendo el valor calculado anteriormente, así como el valor de capacitor disponible se obtiene lo siguiente:

$$v = \sqrt{\frac{2\times E}{C}} = \sqrt{\frac{2\times 200}{46.32*10^{-6}}} = 2939\ \text{V}$$

$$v = \sqrt{\frac{2 \times E}{C}} = \sqrt{\frac{2 \times 200\,J}{35 * 10^{-6}}} = 3380\ V$$

El primer cálculo es para el capacitor teórico y el segundo es para el capacitor que se adquirió. Esto implica que la relación del transformador total sea de 281.67. Ahora bien, con los valores calculados, se pueden obtener las demás variables en la bobina, como corriente, que es determinante en la selección del transistor. Una vez que el voltaje se ha podido elevar, la siguiente etapa del circuito consiste en generar la forma de la señal. La señal es bipolar con decaimiento exponencial truncado. Sin embargo, se comienza por un circuito que genere una onda con decaimiento exponencial. Para ello se establecen algunos parámetros de diseño.

De acuerdo a Minczak & Krim el desfibrilador externo automático se carga entre 2 y 5 s después de encendido o de dar alguna descarga. Una vez más se elige como parámetro de diseño la carga del capacitor en un tiempo de 4 s. De esta manera, se requiere una constante de tiempo $\tau = R*C = 800\ ms$ (se recomienda que la τ sea 5 veces menor que el tiempo de estabilización (Webster & Clark, 1998):

$$R = \frac{800 * 10^{-3}}{35 * 10^{-6}} = 22.85k\Omega$$

Con los valores antes calculados, el circuito que dará una señal con decaimiento exponencial se puede armar como se muestra a continuación:

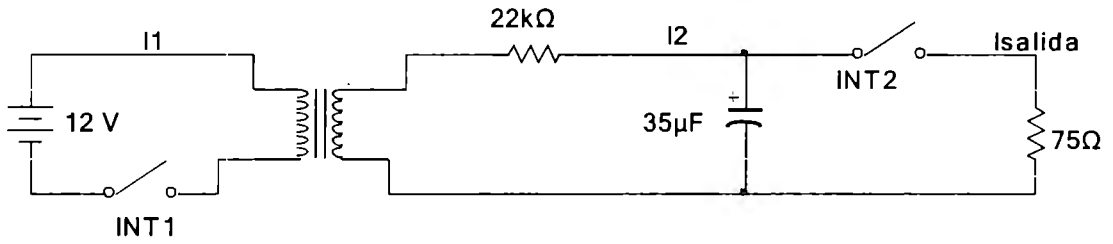


Ilustración 10. Esquema del principio de un circuito que genera una forma de onda con decaimiento exponencial (en donde INT1 es el transistor de conmutación).

También es posible calcular valores máximos de operación en el circuito en las diferentes etapas del sistema. La resistencia regula la corriente que fluye en el lado de voltaje alto del transformador y con ello la velocidad de carga del capacitor. La corriente máxima en esta etapa se calcula en el instante después de que el conmutador 1 se cierra. En este momento, el capacitor funciona como un corto circuito, y hasta después comienza a cargarse. En la etapa de carga, la corriente es:

$$I_2 = \frac{3380V}{22.85kohms} = 147.92mA$$

Entonces se puede obtener la corriente máxima del lado de bajo voltaje:

$$I_1 = \frac{I_2 V_2}{V_1} = \frac{147.2mA \times 3380V}{6V} = 83.33A$$

O bien 41 A si la batería es de 12 V. Para sacar la corriente promedio analizamos la forma de onda generada por un RC:

$$5\tau = 4s$$

$$\tau = .8s$$

Ecuación que describe la carga del capacitor:

$$I_c = 83.33e^{-0.8t}$$

$$\int_0^4 83.33e^{-0.8t}dt = 99.91As$$

$$99.91As = 4s \times I_{prom}$$

$$I_{prom} \cong 24.98A$$

Con base en este valor podemos seleccionar el transistor apropiado y disponible en el mercado. En este caso, se hace uso de un transistor conmutador cuya frecuencia máxima de operación es 50 KHz: un NPN 2N3771 y con capacidad de corriente de 30 A en el colector.

El circuito que manipula la ganancia en el transformador requiere de un elemento oscilador. Con este es posible transformar una señal de DC a AC. En el circuito diseñado se tienen dos opciones, controladas por un conmutador, la primera haciendo la integración con el equipo de procesamiento de señales cardiacas, se programó una línea de puerto para que esta diera el pulso que es necesario, y la segunda opción, es generar la señal cuadrada con un oscilador 555.

Teniendo ya seleccionado el transistor de conmutación, se caracterizó el transformador de alto voltaje para diferentes frecuencias, además, alimentado desde una fuente DC de 12 V. Se muestran los valores máximos obtenidos y el rango de frecuencias para el voltaje requerido para el proyecto.

Tabla 2. Caracterización del comportamiento del transformador de alto voltaje.

Voltaje de entrada (V)	Frecuencia de conmutación (KHz)	Voltaje de salida (V)
12	23.5	3010
12	24	3070
12	24.5	3142
12	25	3290
12	25.5	3415
12	26	3530
12	30	4260
12	30.5	4100
12	31	4620
12	31.5	4800
12	32	5100
12	32.5	5400
12	33	5700
12	33.5	5810
12	34	6130

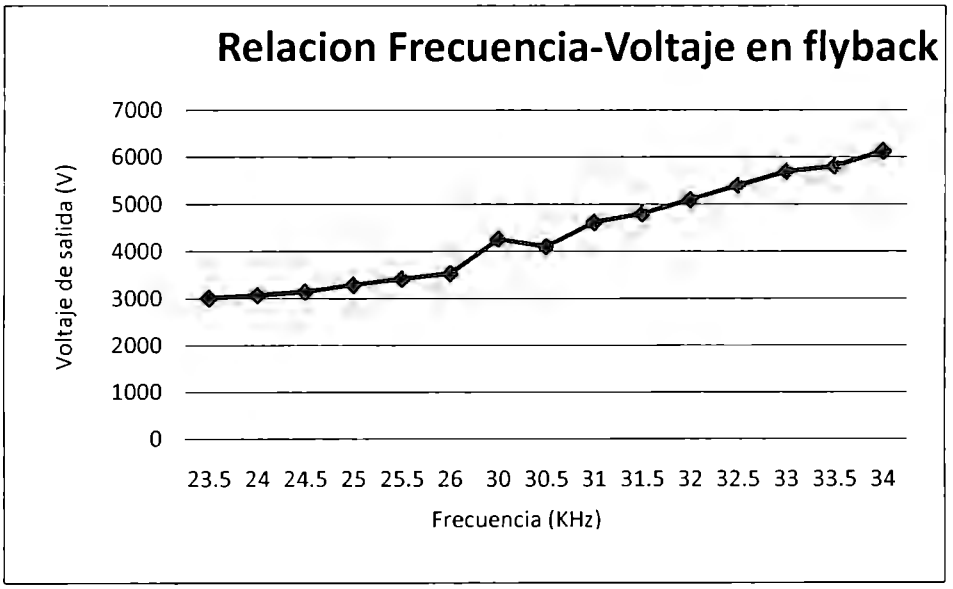


Ilustración 11. Gráfica de comportamiento del transformador de alto voltaje como respuesta a frecuencia.

El voltaje máximo obtenido fue de 6130 V a una frecuencia de 34 KHz Analizando la tabla de valores, la frecuencia programada para el pulso de control en el conmutador debe ser de 25.5 KHz.

Reorganizando los valores obtenidos hasta el paso anterior, se tiene la siguiente tabla de datos:

Tabla 3. Datos obtenidos hasta el paso anterior de diseño.

	Valor	Unidades
Voltaje de carga (salida en el transformador de alto voltaje)	3380	V
Periodo de la señal de desfibrilación (forma de onda bipolar).	8	ms
Frecuencia de conmutación (conmutación de entrada al transformador de alto voltaje)	25.5	KHz
Voltaje inductor primario	$12\text{-}V_{CE(BJT)}$	V
Corriente promedio en inductor primario.	24.98	A
Voltaje inductor secundario	3380	V
Corriente en inductor secundario	147.92	mA
Resistencia de carga	75	Ω

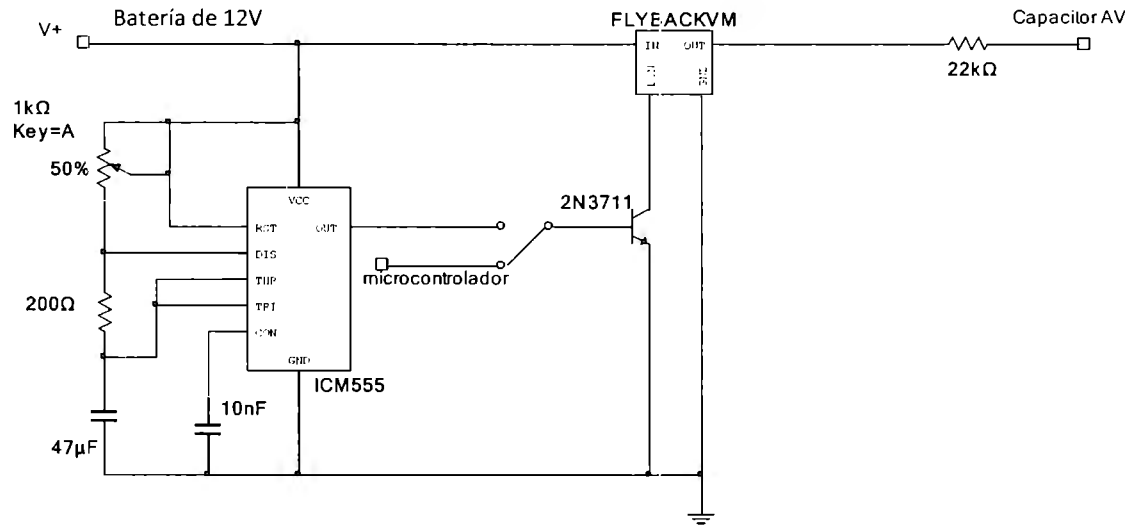


Ilustración 12. Circuito de control para elevación a alto voltaje.

Con los datos anteriores se puede obtener la forma de onda que se genera a partir del circuito RC diseñado de la siguiente manera:

El voltaje pico (al cual está cargado el capacitor) es de 3380V. De la teoría de circuitos RC, se tiene la ecuación de descarga de capacitor, la cual nos sirve para ver la curva de descarga:

$$V(t) = V_0 e^{-t/\tau}$$

en donde el valor inicial del voltaje es V_0 = 3380V, la constante de tiempo τ= RC = 75Ω x 35µF = 2.625ms. Entonces la ecuación de la forma de onda es:

$$V(t) = 3380e^{-380.952t}$$

Hasta este paso, se obtuvo una forma de onda con decaimiento exponencial truncado, con la ecuación mencionada y con gráfica:

Esta forma de onda es monopolar (MTE – Monophasic Truncated Exponential). El último paso del diseño es invertir la polaridad a la mitad de la señal (en 4ms) para lograr la forma de onda bipolar (BTE – Biphasic Exponential Truncated).

4.2 Control de polaridad.

Al haber obtenido ya la señal con decaimiento exponencial, se procede al diseño del inversor de polaridad para la señal. Para esto se requiere hacer un análisis del puente H, tanto de corrientes como voltajes y también aplicar los conocimientos de IGBTs. Ya que el puente H es un mismo circuito repetido dos veces (dos medios puentes) se puede hacer el análisis de dos IGBT para el estado encendido (una polaridad pasando por la resistencia) y para el medio puente restante se espera que el comportamiento sea el mismo. El puente H formado por IGBTs se puede observar en la ilustración 13:

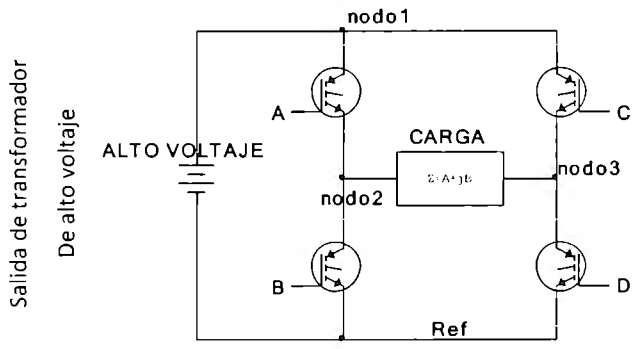


Ilustración 13. Circuito en configuración básica para un puente H.

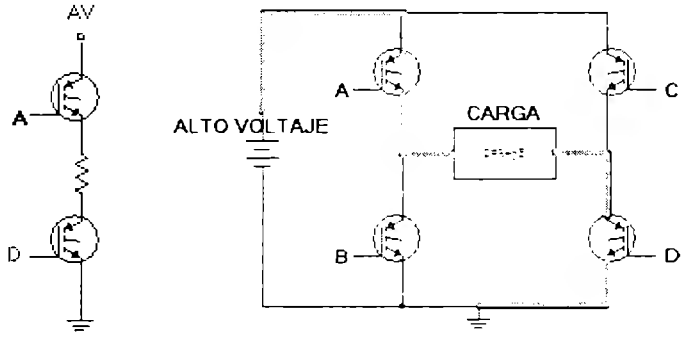


Ilustración 14. Descomposición del puente H para análisis nodal de voltajes.

Considerando solo una mitad del puente, como la marcada en la figura de la izquierda de la ilustración 14, basta con activar los IGBTs A y D como se muestra en la figura derecha. De esta forma se pueden analizar los voltajes en algunos nodos que son necesarios para seleccionar los componentes. En el nodo 1, se tiene alto voltaje respecto de la referencia; en el nodo 2 se tiene el alto voltaje menos la caída de potencial entre el colector y emisor del IGBT. En el nodo 3 se puede analizar en el sentido contrario, es decir, si en la referencia se tienen 0 V (tierra), en el nodo 3 habrá 0 V más la caída de voltaje colector a emisor en el IGBT inferior. Se eligió un IGBT cuyo V_{CE}=2.43 V. Los IGBTs deben soportar la corriente que pasará por la carga, es decir alrededor de 30 A. Para entrar en conducción, los IGBTs deben tener una diferencia de potencial de 15 V entre el la terminal de activación y el emisor (V_{GE} en las hojas de especificaciones), lo cual en principio puede no parecer complicado de lograr. Teniendo estos datos en cuenta, el siguiente paso es diseñar la etapa de activación de los IGBT.

La diferencia de potencial entre la terminal A y el nodo2 debe ser alrededor de 15 V. Al relacionar los voltajes anteriores, el voltaje en el nodo 2 es casi igual al alto voltaje, por lo que el voltaje de activación para el IGBT superior, en la compuerta de activación, debe ser el alto voltaje más V_{GE}=15 V (alrededor de 3015 V). Para el IGBT inferior se tienen 0 V conectados directamente al emisor, por lo que el voltaje en la compuerta de control debe ser 15 V.

Para el control del IGBT inferior, se optó por utilizar controladores de IGBT diseñados para proteger y activar a este tipo de transistores en diferentes aplicaciones. En específico el circuito integrado MC33153 es utilizado en el diseño, presenta en su nota de aplicación un circuito básico de controlador de IGBTs con opto-acoplamiento.

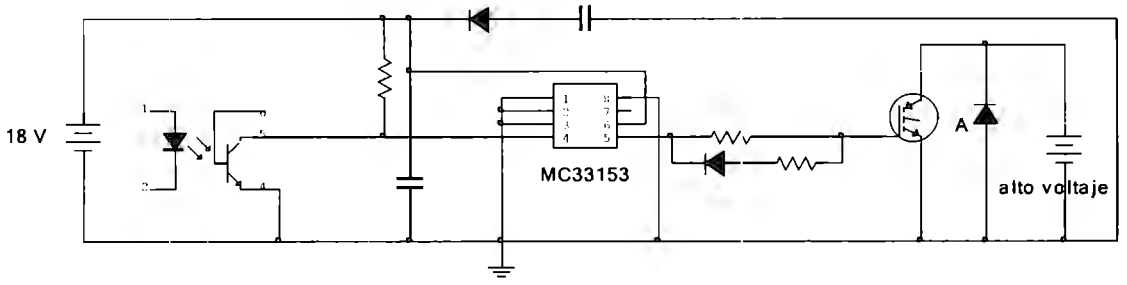


Ilustración 15. Configuración básica del circuito MC33153 para activación de IGBTs.

De acuerdo a la hoja de datos técnicos del controlador del IGBT (Onsemi, 1994-2008) las resistencias en la salida del circuito integrado son para optimizar las características de encendido y apagado

del IGBT. Las resistencias de encendido controlan la velocidad de cambio al inicio, mientras que el diodo y la resistencia de apagado controlan la velocidad de apagado. Normalmente la resistencia de apagado es una fracción de 0.1 de la resistencia de encendido. Se utiliza un opto-acoplador a la entrada del MC33153 para proteger a los circuitos de altos voltajes manejados en el puente H. Al utilizar un opto-acoplador se necesita de una resistencia de activación para controlar la corriente y polarizar el transistor. El capacitor es colocado para disminuir el ruido de la fuente de voltaje. El circuito de activación para los IGBTs cuyo emisor se conecta directo a la referencia se conecta como lo mostrado en la ilustración 16:

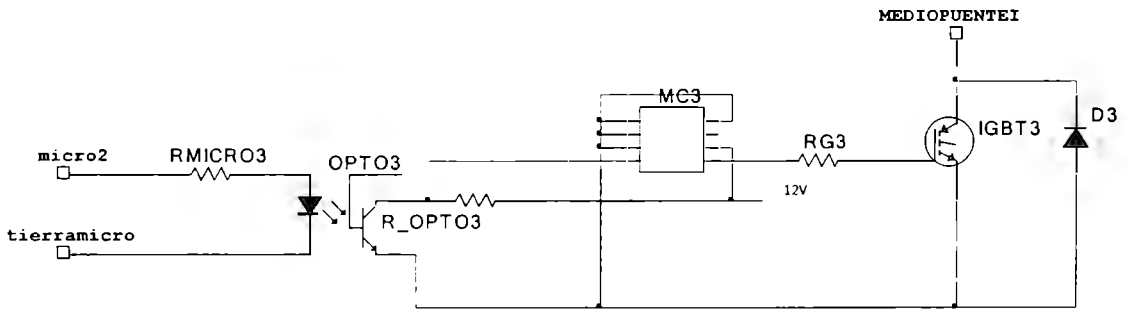


Ilustración 16. Circuito de activación para los IGBTs inferiores del puente H.

Para los IGBT superiores el circuito de activación requirió de adaptaciones. Como se mencionó antes se requiere de un alto voltaje para hacer conducir estos conmutadores (alrededor de 3015 V). Una propuesta consistió en añadir al diseño, una fuente extra de alto voltaje; sin embargo esta opción fue descartada por los cambios de voltaje en el circuito de elevación con respecto a los cambios en la frecuencia de excitación no son lineales y requieren de un circuito de control más complejo. Debido a esto se utilizaron generadores de voltaje desacoplados, en específico el circuito integrado PVI1050N, el cual posee la característica de que al hacer pasar una corriente entre las terminales de entrada, se produce una diferencia de potencial entre las terminales de salida. En la hoja de especificaciones se menciona que se obtiene a la salida un máximo de 5 V_{DC} por cada terminal, y 10 V_{DC} si se conectan en serie, con una corriente de 10 µA. En las pruebas no se obtuvieron estos resultados, ya que el máximo obtenible para el circuito integrado conectado en serie fue de 6 V_{DC}, a continuación se muestran tablas de caracterización de los circuitos PVI haciendo pruebas de corriente y voltaje, variando la resistencia de entrada.

Tabla 4. Caracterización de los circuitos integrados PVI1050N

Salida / Entrada	R=10ohms		R=100ohms		R=1kohm	
	Corriente	Salida	Corriente	Salida	Corriente	Salida
Voltaje	(A)	(V)	(A)	(V)	(A)	(V)
0.5	0	0.04	0	0.16	0	0.16
1	0	0.04	0	0.16	0	0.16
1.5	0.014	2.72	0.002	1.68	0.001	0.64
2	0.048	3.2	0.008	2.56	0.001	0.88
2.5	0.087	3.36	0.013	2.8	0.002	1.28
3	0.127	3.36	0.017	2.96	0.002	1.68
3.5	0.168	3.36	0.022	3.04	0.003	2
4	0.211	3.36	0.027	3.12	0.003	2.08
4.5	0.256	3.36	0.032	3.12	0.004	2.24
5			0.037	3.2	0.004	2.32
5.5			0.042	3.2	0.005	2.4
6			0.046	3.2	0.005	2.4
6.5					0.006	2.48
7					0.006	2.56
7.5					0.007	2.56
8					0.008	2.56
8.5					0.008	2.56

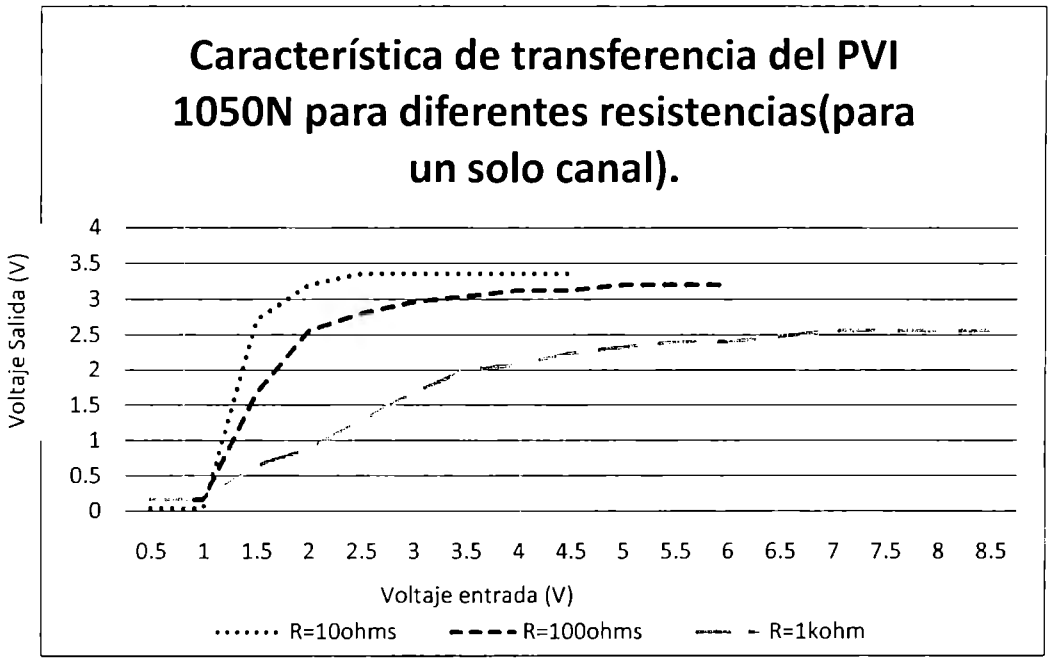


Ilustración 17. Característica de transferencia del PVI 1050N para diferentes resistencias (para un solo canal).

Con esos resultados, se necesita observar las características de conducción de los IGBT a activar y revisar que el punto de operación concuerde con las especificaciones del diseño.

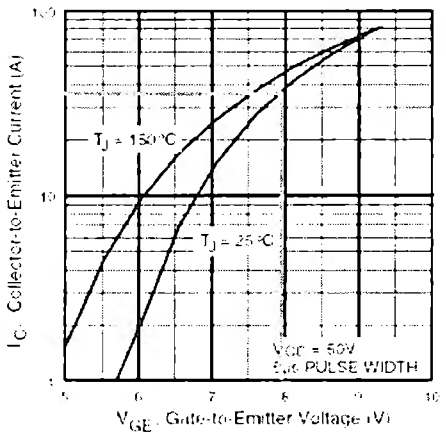


Ilustración 18. Gráfica de capacidad de corriente con respecto al voltaje Compuerta-Emisor (Hoja de especificaciones de IRGPH40F p. 38)

Observando la gráfica de voltaje GE contra corriente que pasa por el colector, se aprecia que aproximadamente a 8 V_{GE} se obtiene una capacidad de corriente de casi 40 A, por lo que se conectaron dos PVI1050N en serie para generar 10 V y así obtener una capacidad de corriente adecuada. El circuito para la activación de los IGBTs superiores queda de la siguiente manera:

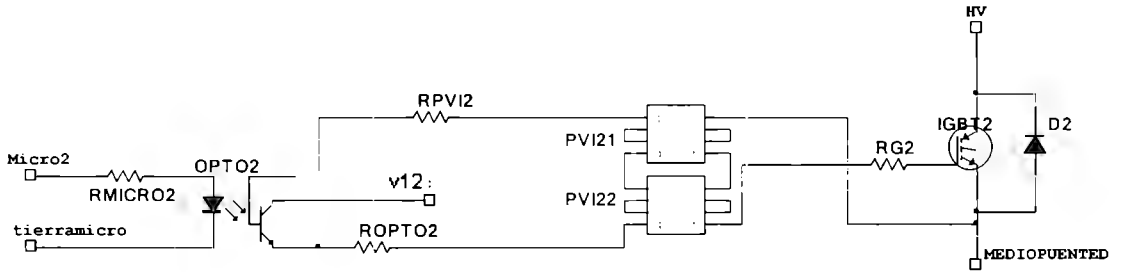


Ilustración 19. Circuito de activación para IGBTs superiores del puente H.

Con los IGBTs activados es posible realizar el cambio de polaridad, y el control se realiza desde el microcontrolador que decide si es apropiado o no desfibrilar al paciente.

Lo último a diseñar el es control de descarga, es decir un interruptor que indique cuándo se debe descargar la energía en el capacitor hacia el cuerpo del paciente. Este fue armado con un circuito igual al circuito de activación para los IGBTs superiores, logrando así controlar con un IGBT cuándo se carga y cuándo se descarga.

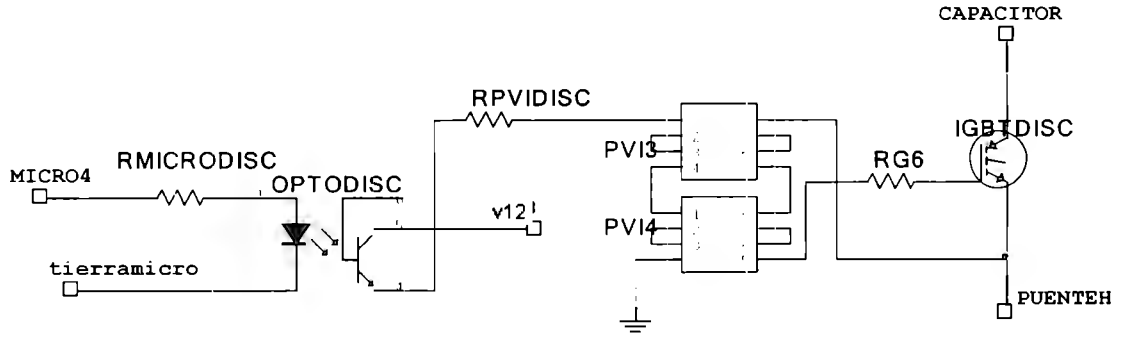


Ilustración 20. Circuito de control de descarga del capacitor para desfibrilación.

Terminando, el diagrama a bloques de la etapa de potencia del desfibrilador externo automático se muestra a continuación:

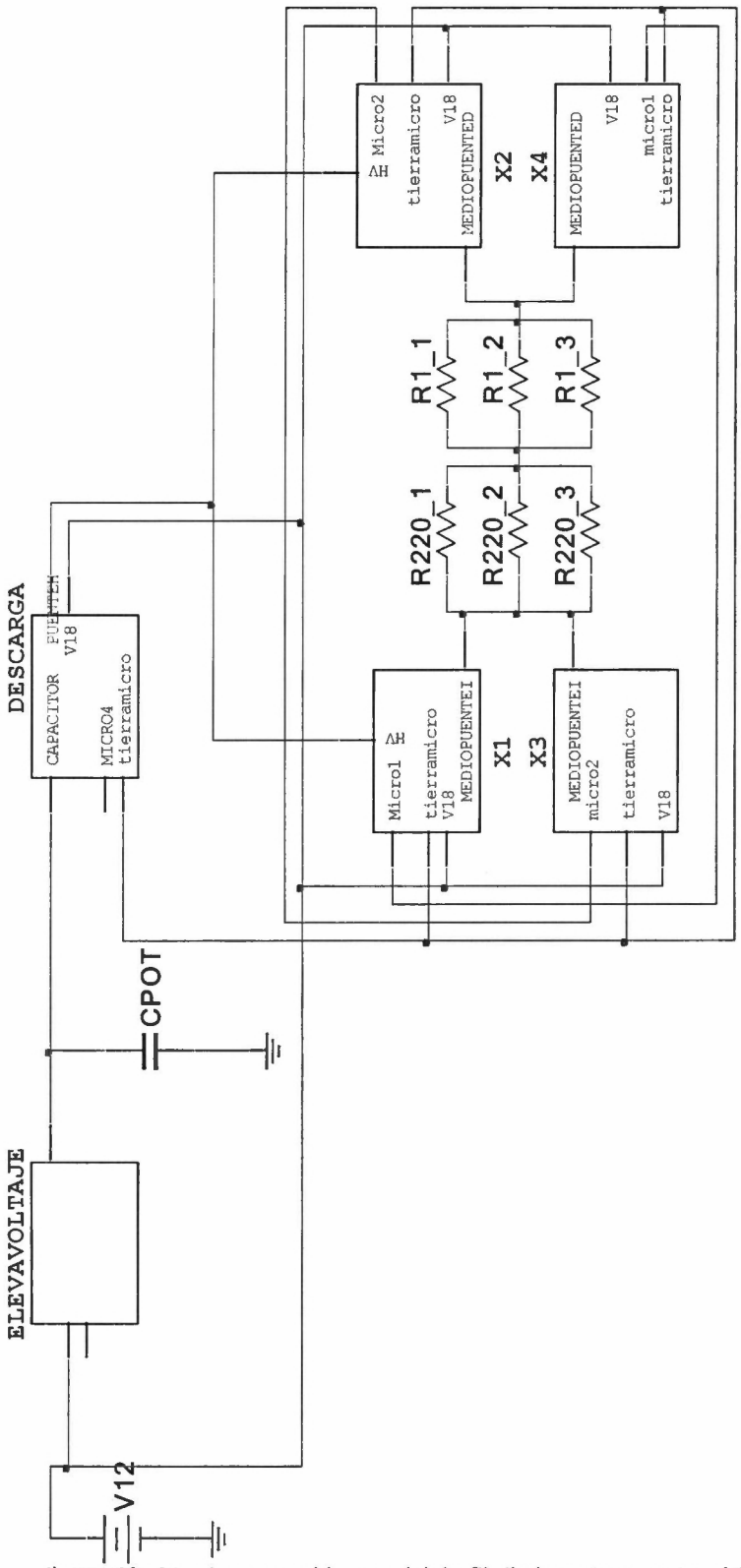


Ilustración 21. Diagrama a bloques del desfibrilador externo automático.

Haciendo referencia a los circuitos mostrados en el presente escrito, el bloque de ELEVAVOLTAJE en la ilustración 25, hace referencia a la ilustración 16. El bloque DESCARGA se refiere al circuito en la ilustración 24. Y por último los bloques X1 y X2 hacen referencia al circuito en la ilustración 18, mientras que los bloques X3 y X4 hacen referencia a los circuitos en la ilustración 23.

Como se puede observar en el diagrama a bloques del desfibrilador, hay un bloque de resistencias que se explicará a continuación:

Existen tres resistencias en paralelo de 220 Ω, lo cual resulta en 73.33 Ω que es similar a la del cuerpo humano y es aquí en donde se disipará la mayor parte de la potencia de la descarga. Posteriormente se tienen tres resistencias en paralelo de 1 Ω, esto se hace con el fin de hacer un divisor de voltaje y poder observar la señal en el osciloscopio. La división de voltaje da como resultado que haya una caída de 3364 V en las resistencias de 220 Ω y una caída de 16 V en las resistencias de 1 Ω, lo cual es perfectamente observable en un osciloscopio de la universidad.

El esquema del circuito diseñado queda como el mostrado en la ilustración 22.

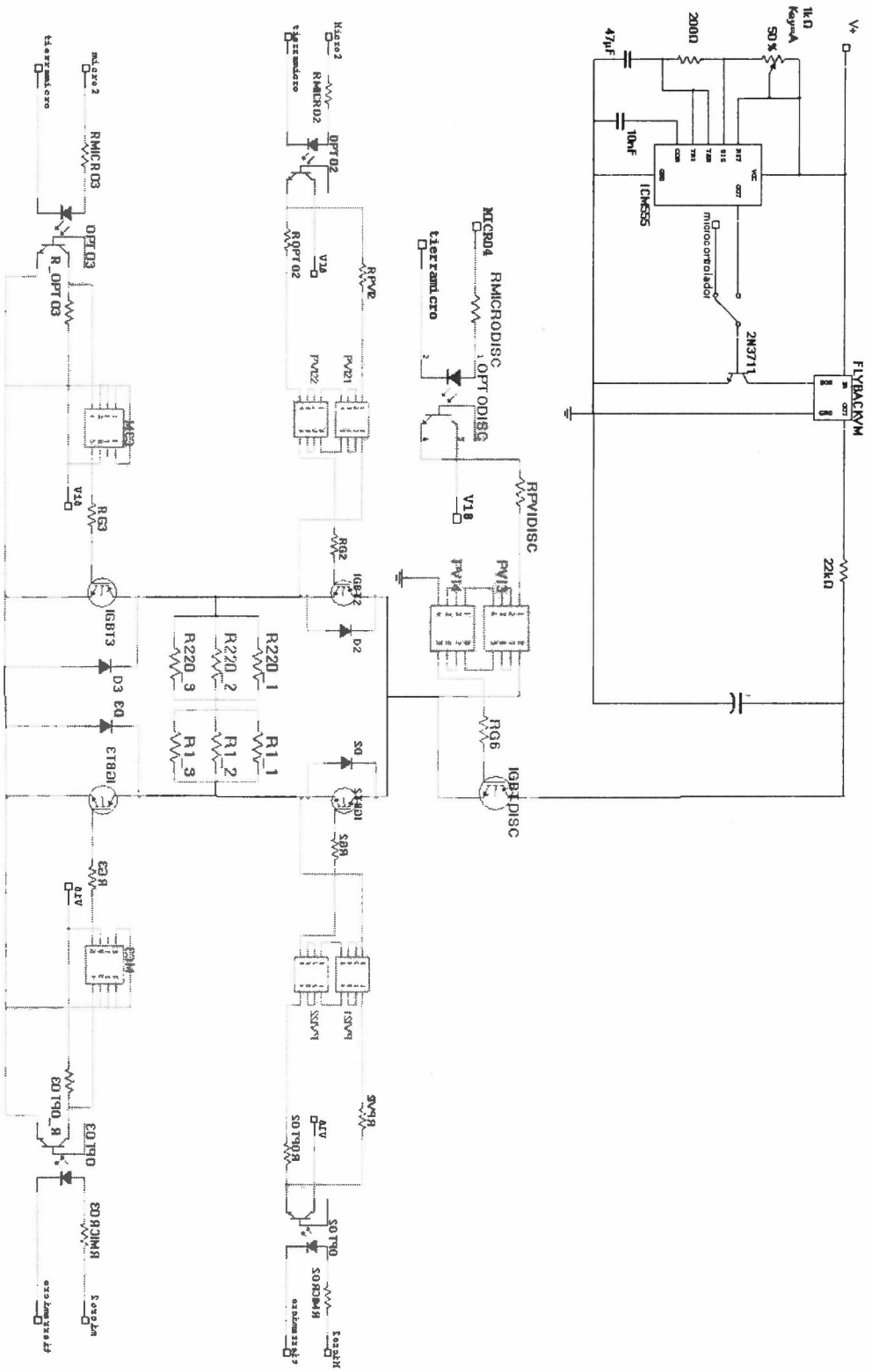


Ilustración 22. Esquema del circuito de la etapa de potencia de un desfibrilador externo automático.

5. Evaluación del sistema desarrollado

Durante las pruebas realizadas en el proyecto, se presentaron problemas de adquisición de componentes para la activación de IGBTs, fue el caso de los foto-generadores de voltaje PVI1050N los cuales se tuvieron que importar de Estados Unidos. Surgió una falla en las pruebas finales en la obtención de la señal bipolar y algunos de losPVI1050N dejaron de funcionar, lamentablemente por tiempo no se pudieron adquirir más componentes y continuar las pruebas, además de que los componentes que quedaron en reserva para problemas no son suficientes para el sistema completo (se requiere de 6 PVI1050N para el sistema completo, de los cuales ninguno continuaba en funcionamiento y solo se tienen 4 componentes del mismo en reserva, lo cual no es suficiente para reemplazarlos).

No hay motivo para pensar que el sistema no funcione ya que el error fue en la conexión de la alimentación del dispositivo. Se realizaron las pruebas suficientes para comprobar que el diseño es funcional. Las pruebas que lo comprueban son las siguientes:

- La activación de los IGBT se logró controlar de dos formas. La primera siendo desde el identificador de arritmias en el corazón, de la manera mostrada en el documento. La segunda manera fue a través de una interfaz en Labview que mandaba señales de activación a una tarjeta de adquisición de datos (DAQ). Debido a las especificaciones de la DAQ y a las pruebas realizadas, se aumentó una etapa de potencia que consistía solamente en el uso de transistores 2N2222 para aumentar la capacidad de corriente. La salida de la DAQ se conectaba a la base del transistor, el colector conectado a una fuente de voltaje (12 V en conveniencia de la fuente de alimentación de todos los demás circuitos), y el emisor se conectó a la entrada de las activaciones de los IGBT (siendo los 4N36). Las pruebas realizadas arrojaron los resultados en este documento, con las señales de activación funcionando correctamente y haciendo conmutar a los IGBT a alto voltaje (hasta 1 kV).

- Para comprobar que la capacidad de velocidad de conmutación del sistema es la adecuada, se hicieron pruebas de conmutación con un generador de funciones. El resultado fue el correcto funcionamiento de todos los componentes a una frecuencia entre 10 Hz y 500 Hz. Para el proyecto se requiere una velocidad de conmutación aproximadamente de 200 Hz (el cambió de polaridad se da en 5 ms, y se termina 5 ms después), por lo cual los componentes son adecuados para la aplicación. Después de 500 Hz, los Pvi pierden su

comportamiento, y las señales de salida se distorsionan de manera que ya no pueden activar de manera correcta los IGBT.

- La carga y descarga del capacitor es controlada por medio de un IGBT de alto voltaje, se muestran las figuras de descarga en la ilustración 27.

A continuación se mostrarán imágenes obtenidas en un osciloscopio Tektronix 3032:

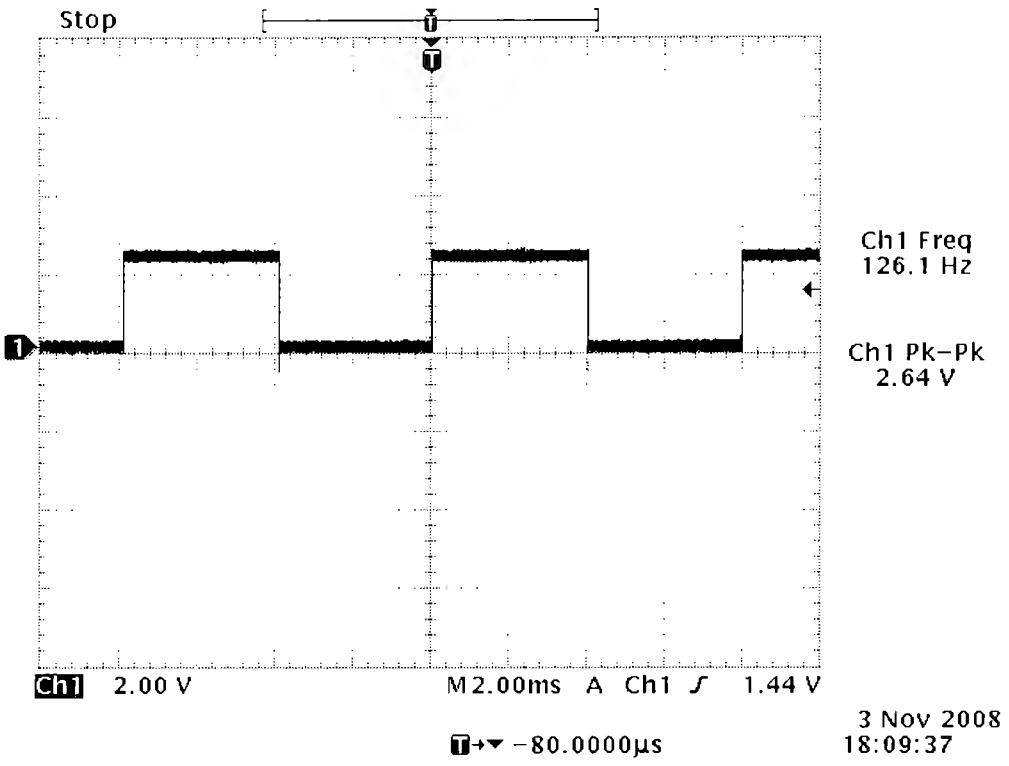


Ilustración 23. Señal de entrada a los opto-acopladores 4n36.

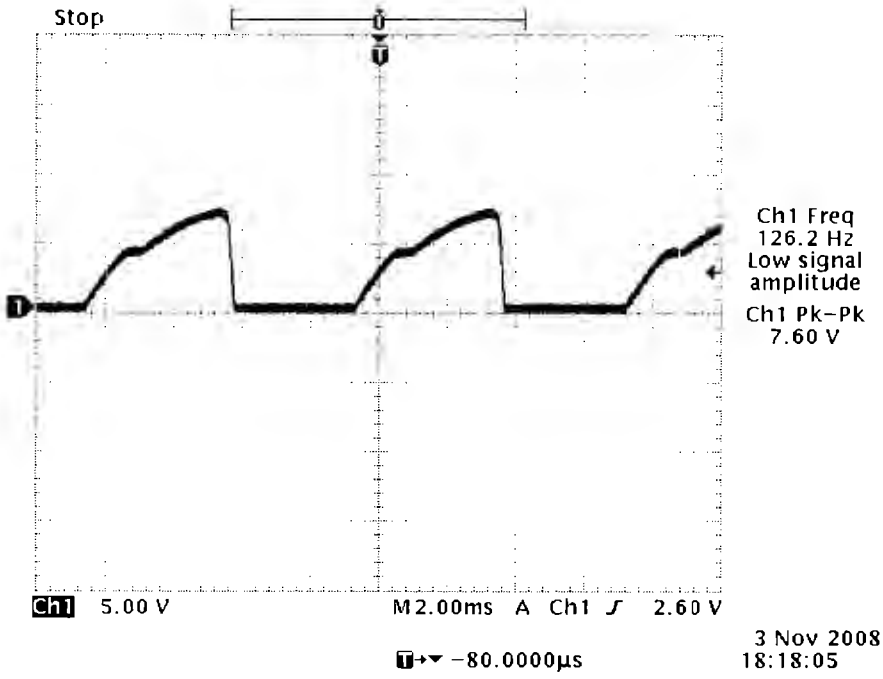


Ilustración 24. Señal de salida proveniente de un PVI1050N.

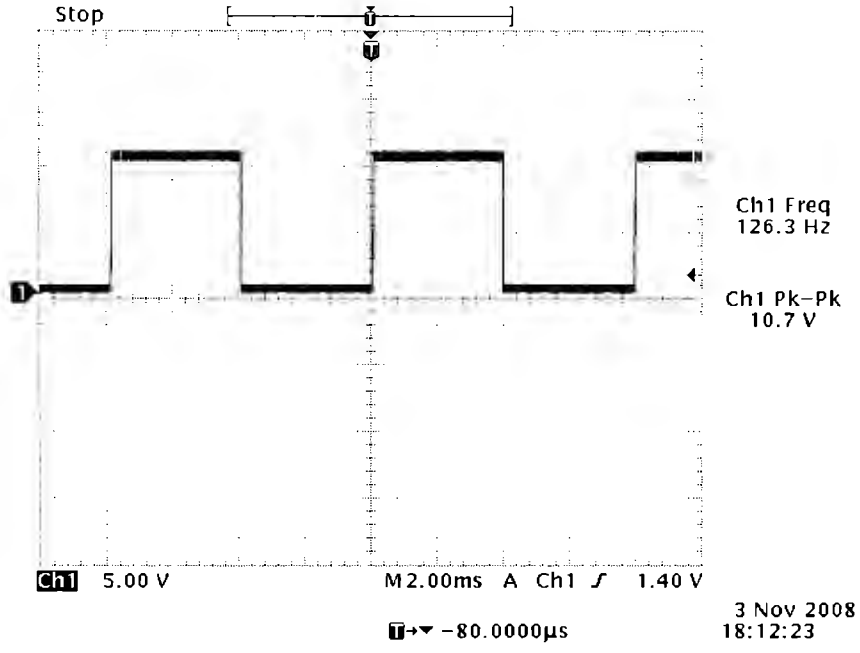


Ilustración 25. Señal de salida proveniente de un MC33153.

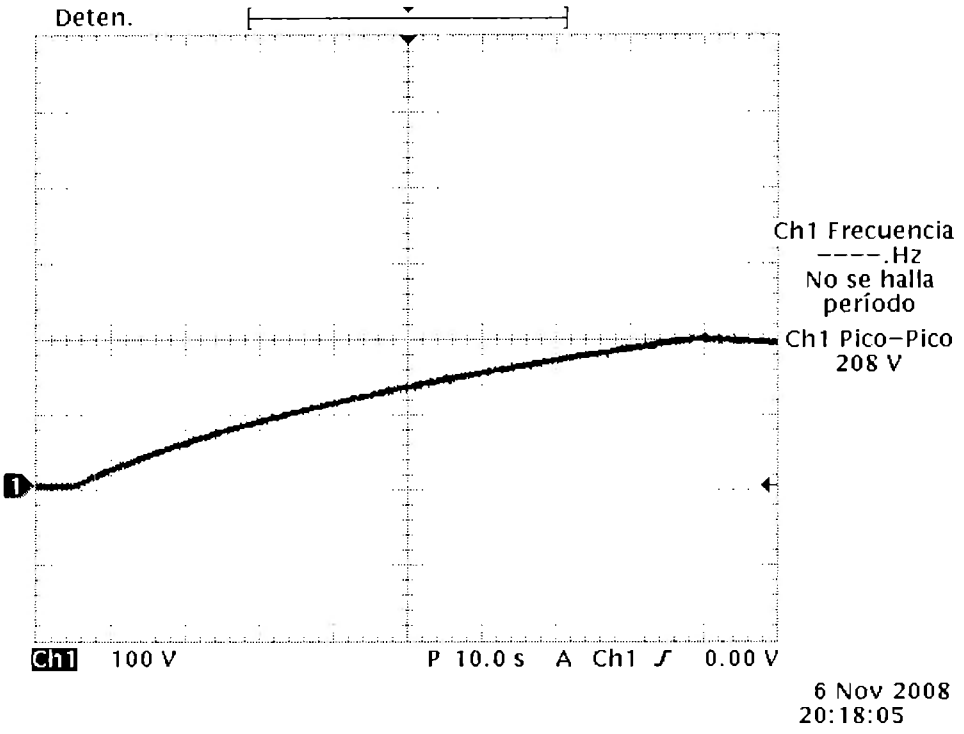


Ilustración 26. Carga de capacitor de alto voltaje.

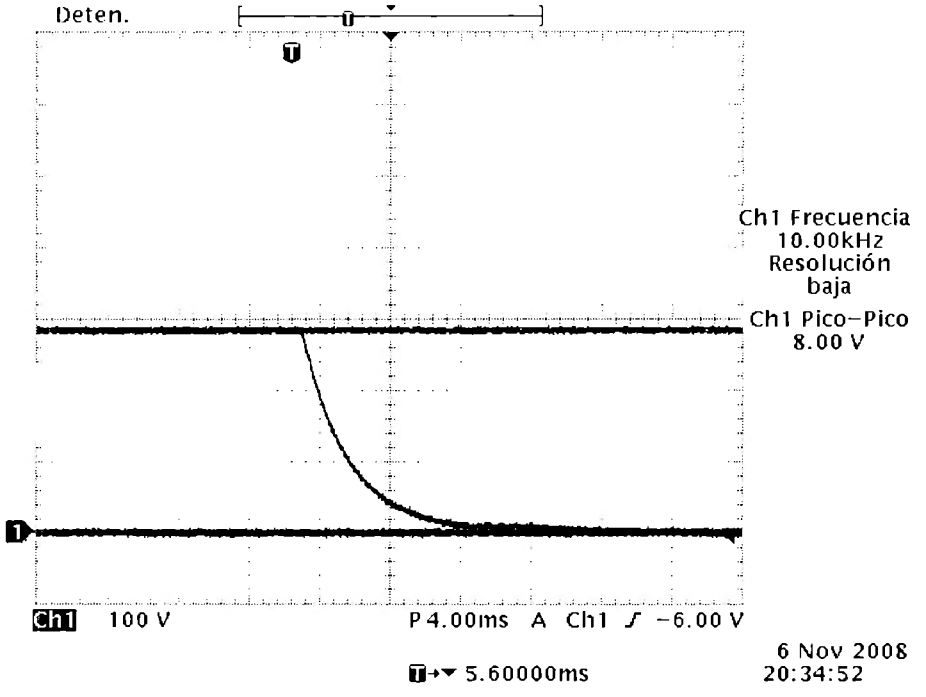


Ilustración 27. Descarga de energía proveniente de un capacitor de alto voltaje.

6. Conclusiones

Las aplicaciones de la electrónica encuentran lugares de desarrollo amplios que si bien podrían alejarse totalmente de la ingeniería, dejan un espacio para aplicar los principios con el fin de resolver un problema. Así, un circuito que de otra manera funcionaría para filtrar señales, es el mismo que se utiliza para desfibrilar a un paciente con padecimientos cardiacos. Es destacable que un proyecto de ingeniería debe utilizar el ingenio del diseñador. Esto es especialmente importante cuando se requiere realizar una tarea para la cual los principios que haya sean escasos o nulos, o bien, no se haya referenciado una aplicación. En esta situación, es importante buscar fuera del contexto una solución al problema y de esta manera, el ingeniero, por ejemplo, podrá aplicar un transformador de alto voltaje que haría que la imagen de un televisor sea nítida en el mismo desfibrilador.

Las consideraciones que se hacen al momento de seleccionar elementos de baja potencia aplican también para seleccionar elementos de alta potencia; sin embargo, es necesario tomar precauciones necesarias y agregar detalles que mantengan a los circuitos de alta potencia, así como a sus operarios fuera de peligro. Para poder hacer un diseño seguro, es importante conocer las corrientes y los voltajes presentes en cada nodo del circuito. Así se pueden hacer diseños más eficientes en cuanto a que por ejemplo, no se utilizan elementos que sean más caros por su desempeño en lugares donde no se requiera hacer uso de sus límites máximos.

El desarrollo de un proyecto de cualquier tipo requiere de planeación en una variedad de temas que se involucran directa o indirectamente con este. Esta planeación incluye la administración de recursos que son fundamentales para el éxito del mismo, como los son el tiempo y el dinero, así como la distribución de tareas y administración de la energía de los desarrolladores.

7. Perspectivas a futuro

Para futuras generaciones que siguieran con el proyecto, queda solamente reemplazar los circuitos PVI1050N y realizar las pruebas de conmutación en un tiempo de 5 ms, para mostrar la señal bipolar en un osciloscopio de la universidad.

Por último quedaría hacer las pruebas requeridas por organismos regulatorios como la FDA para poder comercializar el proyecto, después de unir las tres etapas del desfibrilador externo automático: la adquisición y procesamiento de un electrocardiograma y la etapa de potencia; estas etapas deberán estar juntas en un mismo empaque para su fácil transporte y colocación en el mercado, que es uno de los objetivos de la realización del proyecto.

8. Bibliografía

Berger, A. (2008). *Medline Enciclopedia Médica*. Recuperado el 15 de Julio de 2008, de http://www.nlm.nih.gov/medlineplus/spanish/ency/article/000187.htm

Berger, A. (2008). *Medline Enciclopedia Médica*. Recuperado el 10 de Julio de 2008, de http://www.nlm.nih.gov/medlineplus/spanish/ency/article/007200.htm

Bronzino, J. (2006). *Medical Devices and systems*. Boca Ratón: Taylor & Francis.

Cardiologos. (2008). Recuperado el 22 de Septiembre de 2008, de Arritmias Cardiacas: http://www.cardiologos.org/electro/acardiacas.html

Castrejón, M., Orta, A., & Guagnelli, M. A. (12 de Febrero de 2008). Sesion de informacion acerca del principio de operacion de un desfibrilador. (F. Miguel, & P. R. de la Torre, Entrevistadores)

MFI. (2008). Obtenido de http://www.mfi.ku.dk/PPaulev/chapter11/kap.11.htm

Minczak, B. M., & Krim, J. R. (2004). *Defibrillation and cardoversion. En Roberts, Clinical Procedures in Emergency Medicine*. Elsevier.

Onsemi. (1994-2008). *On Semiconductor*. Recuperado el 20 de Marco de 2008, de 2008

Prutchi, D., & Norris, M. (2005). *Design and development of medical electronic instrumentation*. New Jersey: Wiley Interscience.

Rashid, M. H. (2004). *Power electronics*. Pearson Prenticel Hall.

Webster, J. G., & Clark, J. W. (1998). *Medical Instrumentation: Application and design*. New York: Wiley.

9. Anexos.

9.1 Anexo 1 – Hojas de especificaciones

9.1.1. 2N3771

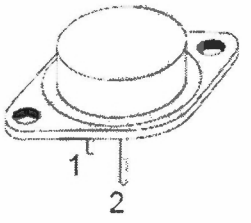
SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

2N3771
2N3772

HIGH POWER NPN SILICON TRANSISTOR

- SGS-THOMSON PREFERRED SALESTYPES

DESCRIPTION
The 2N3771, 2N3772 are silicon epitaxial-base NPN transistors mounted in Jedec Jedec TO-3 metal case. They are intended for linear amplifiers and inductive switching applications.

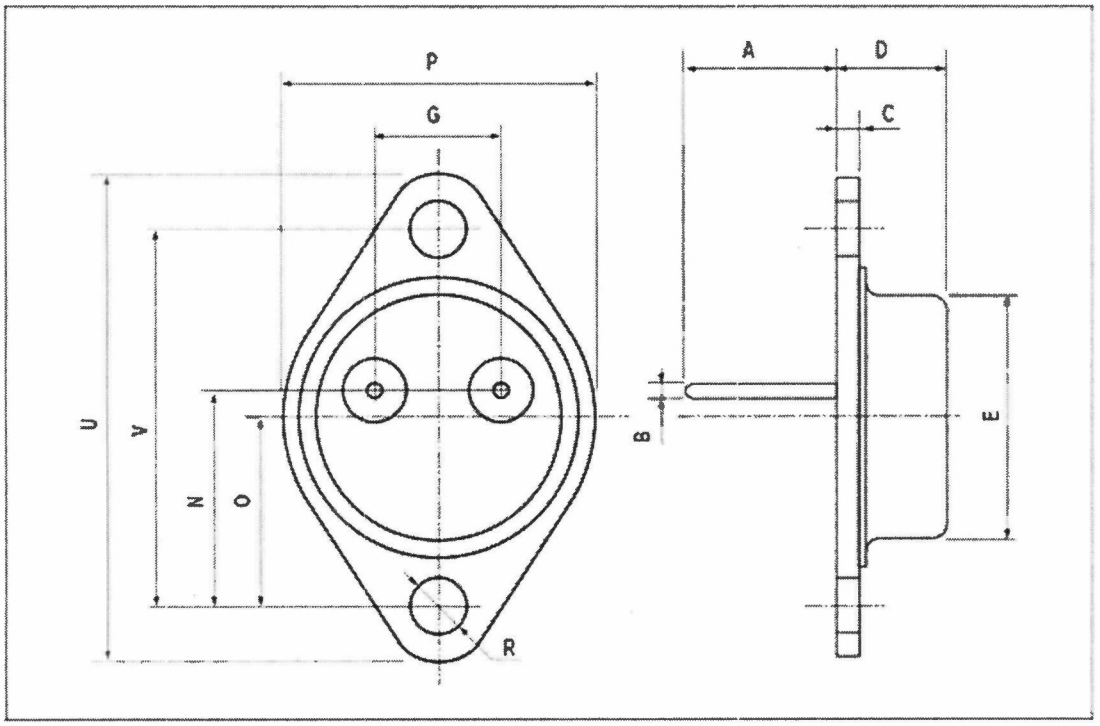


TO-3

$V_{CE(sat)}$*	Collector-Emitter Saturation Voltage	for **2N3771** I_C = 15 A I_B = 1.5 A I_C = 30 A I_B = 6 A for **2N3772** I_C = 10 A I_B = 1 A I_C = 20 A I_B = 4 A			2 4 1.4 4	V V V V

h_{FE}*	DC Current Gain	for **2N3771** I_C = 15 A V_{CE} = 4 V I_C = 30 A V_{CE} = 4 V for **2N3772** I_C = 10 A V_{CE} = 4 V I_C = 20 A V_{CE} = 4 V	15 5 15 5		60 60	
h_{FE}	Small Signal Current Gain	I_C = 1 A V_{CE} = 4 V f = 1 KHz	40			
f_T	Transition frequency	I_C = 1 A V_{CE} = 4 V f = 50 KHz	0.2			MHz
$I_{s/b}$	Second Breakdown	V_{CE} = 25 V t = 1 s (non repetitive)	6			A

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	11.00		13.10	0.433		0.516
B	0.97		1.15	0.038		0.045
C	1.50		1.65	0.059		0.065
D	8.32		8.92	0.327		0.351
E	19.00		20.00	0.748		0.787
G	10.70		11.10	0.421		0.437
N	16.50		17.20	0.649		0.677
P	25.00		26.00	0.984		1.023
R	4.00		4.09	0.157		0.161
U	38.50		39.30	1.515		1.547
V	30.00		30.30	1.187		1.193



9.1.2. LMC555

National Semiconductor

May 2006

LMC555
CMOS Timer

General Description

The LMC555 is a CMOS version of the industry standard 555 series general purpose timers. In addition to the standard package (SOIC, MSOP, and MDIP) the LMC555 is also available in a chip sized package (8 Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology. The LMC555 offers the same capability of generating accurate time delays and frequencies as the LM555 but with much lower power dissipation and supply current spikes. When operated as a one-shot, the time delay is precisely controlled by a single external resistor and capacitor. In the stable mode the oscillation frequency and duty cycle are accurately set by two external resistors and one capacitor. The use of National Semiconductor's LMCMOS™ process extends both the frequency range and low supply capability.

Features

- Less than 1 mW typical power dissipation at 5V supply
- 3 MHz astable frequency capability
- 1.5V supply operating voltage guaranteed
- Output fully compatible with TTL and CMOS logic at 5V supply
- Tested to −10 mA, +50 mA output current levels
- Reduced supply current spikes during output transitions
- Extremely low reset, trigger, and threshold currents
- Excellent temperature stability
- Pin-for-pin compatible with 555 series of timers
- Available in 8-pin MSOP Package and 8-Bump micro SMD package

Absolute Maximum Ratings (Notes 2, 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage, V^+	15V
Input Voltages, V_{TRIG}, V_{RES}, V_{CTRL}, V_{THRESH}	−0.3V to V_S + 0.3V
Output Voltages, V_O, V_{DIS}	15V
Output Current I_O, I_{DIS}	100 mA
Storage Temperature Range	−65 C to +150 C
Soldering Information	
MDIP Soldering (10 seconds)	260°C
SOIC, MSOP Vapor Phase (60 sec)	215 C
SOIC, MSOP Infrared (15 sec)	220 C

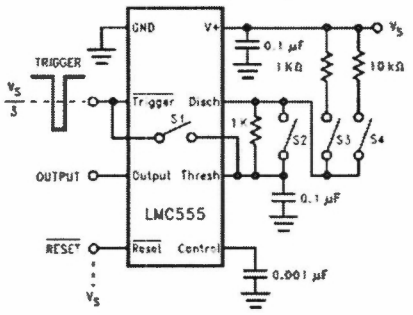
Note: See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Operating Ratings (Notes 2, 3)

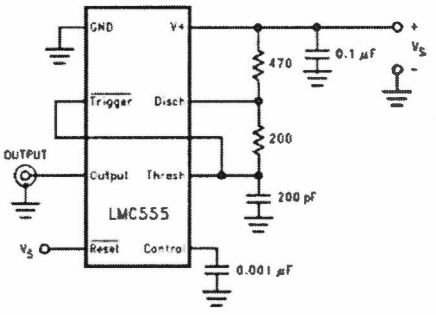
Termperature Range	−40°C to +85 C

Thermal Resistance (θ_{JA}) (Note 2)	
SO, 8-Pin Small Outline	169 C/W
MSOP, 8-Pin Mini Small Outline	225 C/W
MDIP, 8-Pin Molded Dip	111 C/W
8-Bump micro SMD	220 C/W
Maximum Allowable Power Dissipation @25 C	
MDIP-8	1126 mW
SO-8	740 mW
MSOP-8	555 mW
8 Bump micro SMD	568 mW

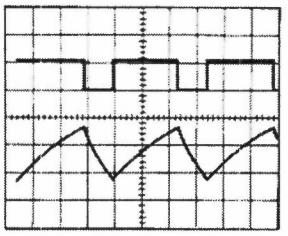
Test Circuit (Note 5)



Maximum Frequency Test Circuit (Note 5)



Application Information (Continued)



V_{CC} = 5V Top Trace: Output 5 V/Div.
TIME = 20 µs/Div. Bottom Trace: Capacitor Voltage 1 V/Div.
R_A = 3.9 kΩ
R_B = 9 kΩ
C = 0.01 µF

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by

$$t_1 = 0.693\ (R_A + R_B)C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693\ (R_B)C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693\ (R_A + R_B)C$$

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC Values. The duty cycle, as a fraction of total period that the output is low, is:

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in *Figure 4* ($\overline{\text{Trigger}}$ and Threshold terminals connected together) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B. Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

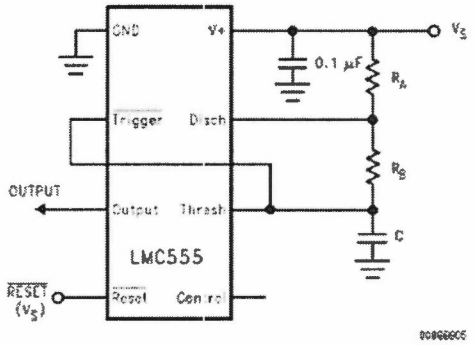
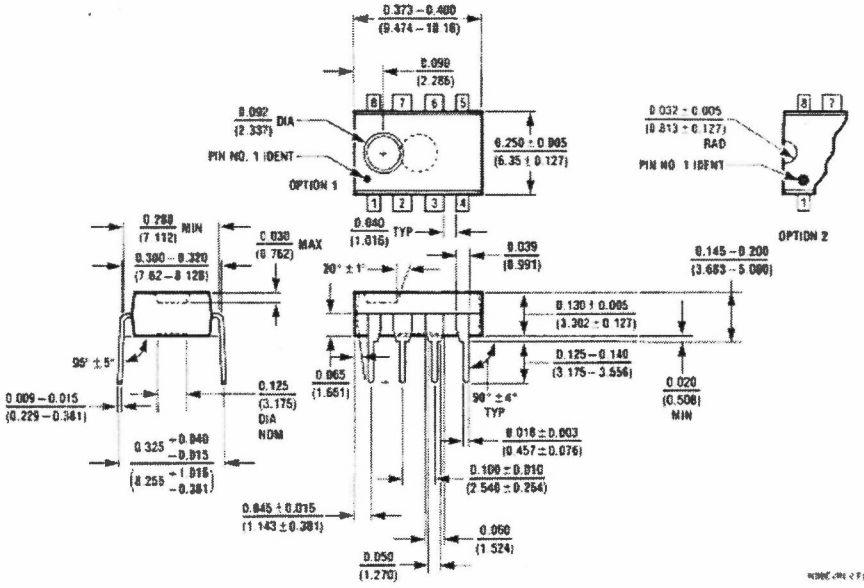


FIGURE 4. Astable (Variable Duty Cycle Oscillator)

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between 1/3 V_S and 2/3 V_S. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveform generated in this mode of operation.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



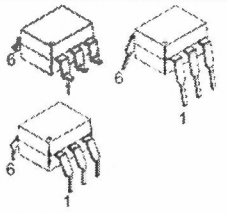
9.1.3. 4N36

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

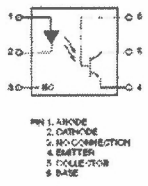
GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLERS

4N25	4N26	4N27	4N28	4N35	4N36
4N37	H11A1	H11A2	H11A3	H11A4	H11A5

WHITE PACKAGE (-M SUFFIX)



SCHEMATIC



DESCRIPTION

The general purpose optocouplers consist of a gallium arsenide infrared emitting diode driving a silicon phototransistor in a 6-pin dual in-line package.

FEATURES

- Also available in white package by specifying -M suffix, eg. 4N25-M
- UL recognized (File # E90700)
- VDE recognized (File # 94766)
  - Add option V for white package (e.g., 4N25V-M)
  - Add option 300 for black package (e.g., 4N25.300)

APPLICATIONS

- Power supply regulators
- Digital logic inputs
- Microprocessor inputs

ISOLATION CHARACTERISTICS

Characteristic	Test Conditions	Symbol	Min	Typ*	Max	Units
Input-Output Isolation Voltage	(Non '-M', Black Package) (f = 60 Hz, t = 1 min)	V_{ISO}	5300			Vac(rms)
	('-M', White Package) (f = 60 Hz, t = 1 sec)		7500			Vac(pk)
Isolation Resistance	(V_{I-O} = 500 VDC)	R_{ISO}	10^{11}			Ω
Isolation Capacitance	(V_{I-O} = &, f = 1 MHz)	C_{ISO}		0.5		pF
	('-M' White Package)			0.2	2	pF

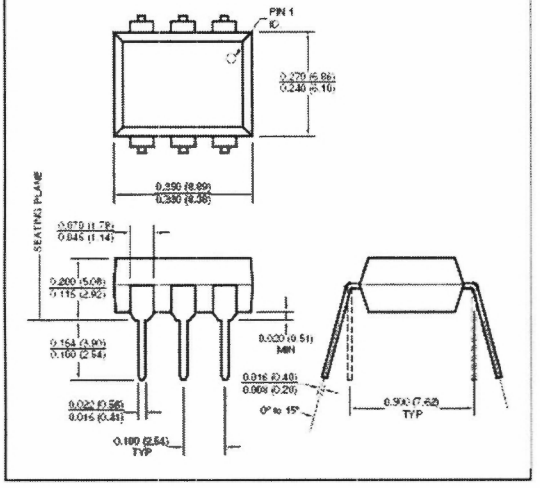
Note
* Typical values at T_A = 25°C

Collector-Emitter Saturation Voltage	(I_C = 2 mA, I_F = 50 mA)	$V_{CE\ (SAT)}$	4N25 4N26 4N27 4N28			0.5	V
	(I_C = 0.5 mA, I_F = 10 mA)		4N35 4N36 4N37			0.3	
			H11A1 H11A2 H11A3 H11A4 H11A5			0.4	
AC Characteristic Non-Saturated Turn-on Time	(I_F = 10 mA, V_{CC} = 10 V, R_L = 100Ω) (Fig.20)	T_{ON}	4N25 4N26 4N27 4N28 H11A1 H11A2 H11A3 H11A4 H11A5		2		µs
Non Saturated Turn-on Time	(I_C = 2 mA, V_{CC} = 10 V, R_L = 100Ω) (Fig.20)	T_{ON}	4N35 4N36 4N37		2	10	µs

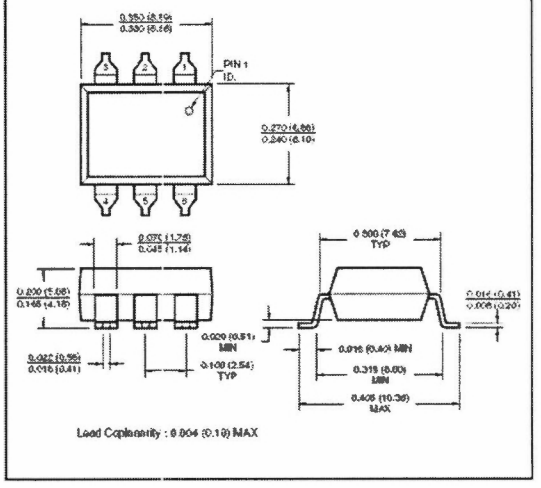
AC Characteristic	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ*	Max	Unit
Turn-off Time	(I_F = 10 mA, V_{CC} = 10 V, R_L = 100Ω) (Fig.20)	T_{OFF}	4N25 4N26 4N27 4N28 H11A1 H11A2 H11A3 H11A4 H11A5		2		µs
	(I_C = 2 mA, V_{CC} = 10 V, R_L = 100Ω) (Fig.20)		4N35 4N36 4N37		2	10	

* Typical values at T_A = 25°C

Package Dimensions (Through Hole)



Package Dimensions (Surface Mount)



9.1.4. IRGPH40F

International
IOR Rectifier

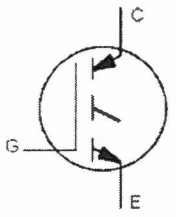
PD - 9.764

IRGPH40F

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR — Fast Speed IGBT

Features

- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- Optimized for medium operating frequency (1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



n-channel

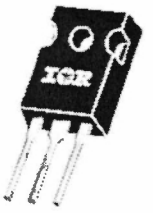
V_{CES} = 1200V

$V_{CE(sat)} \leq 3.3V$

@V_{GE} = 15V, I_C = 17A

Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher usable current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of high-voltage, high-current applications.



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	29	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	17	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	58	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	58	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	±20	V

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	45	67	nC	I_C = 17A
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	11	16		V_{CC} = 400V See Fig. 8
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	17	26		V_{GE} = 15V
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	33	—	ns	T_J = 25°C
t_r	Rise Time	—	17	—		I_C = 17A, V_{CC} = 960V
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	250	490		V_{GE} = 15V, R_G = 10Ω
t_f	Fall Time	—	210	390		Energy losses include "tail"
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	1.0	—	mJ	See Fig. 9, 10, 11, 14
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	3.0	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	4.0	7.5		

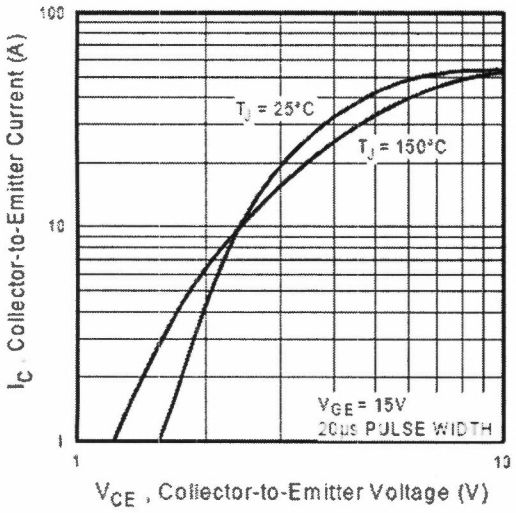


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

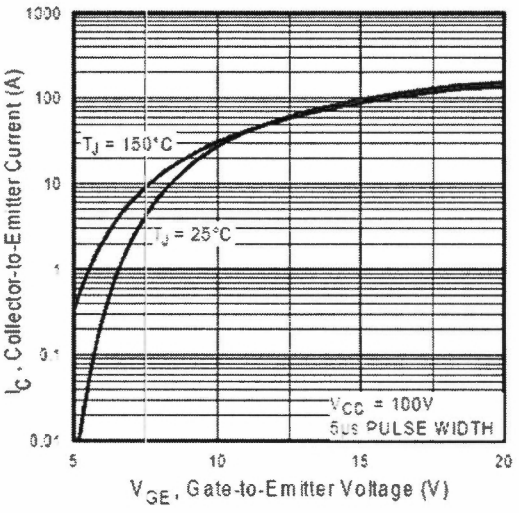


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

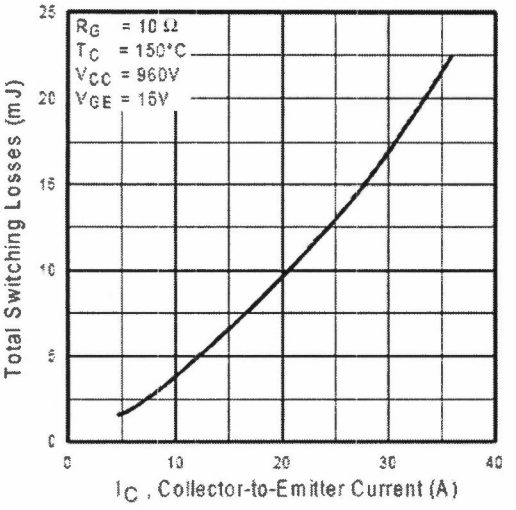


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

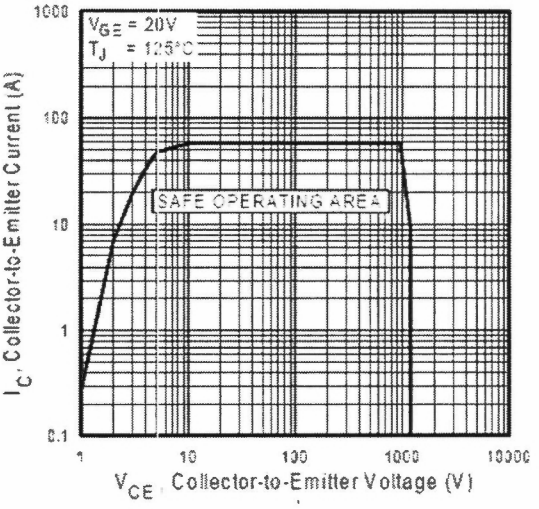


Fig. 12 - Turn-Off SOA

9.1.5 MC33153-D

MC33153

Single IGBT Gate Driver

The MC33153 is specifically designed as an IGBT driver for high power applications that include ac induction motor control, brushless dc motor control and uninterruptable power supplies. Although designed for driving discrete and module IGBTs, this device offers a cost effective solution for driving power MOSFETs and Bipolar Transistors. Device protection features include the choice of desaturation or overcurrent sensing and undervoltage detection. These devices are available in dual−in−line and surface mount packages.

Features

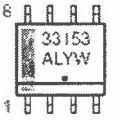
- High Current Output Stage: 1.0 A Source/2.0 A Sink
- Protection Circuits for Both Conventional and Sense IGBTs
- Programmable Fault Blanking Time
- Protection against Overcurrent and Short Circuit
- Undervoltage Lockout Optimized for IGBT's
- Negative Gate Drive Capability
- Cost Effectively Drives Power MOSFETs and Bipolar Transistors
- Pb−Free Packages are Available

ON Semiconductor

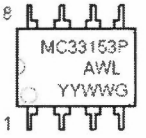
http://onsemi.com

MARKING DIAGRAMS

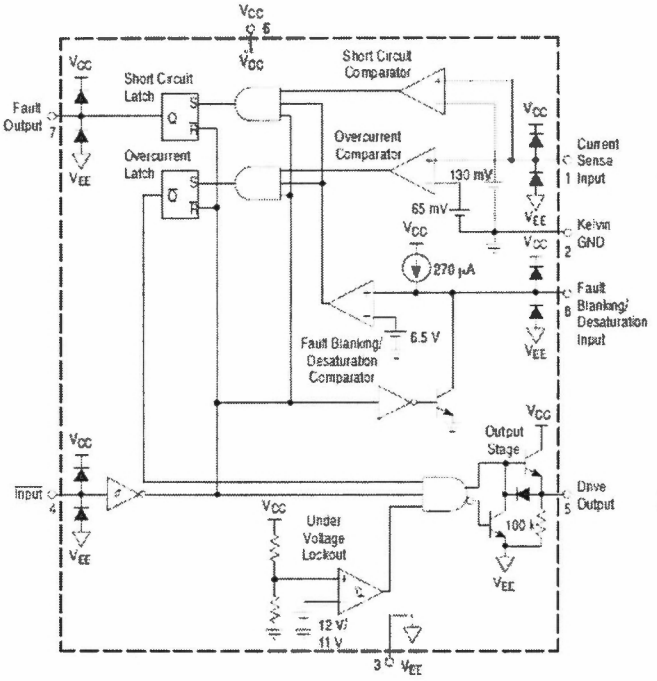
SOIC−8
D SUFFIX
CASE 751



PDIP−8
P SUFFIX
CASE 626



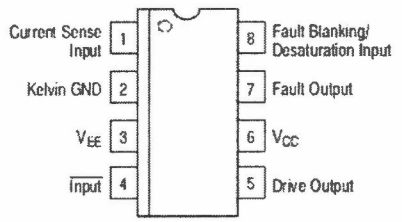
A = Assembly Location
L, WL = Wafer Lot
Y, YY = Year
W, WW = Work Week
▪ or G = Pb−Free Package
(Note: Microdot may be in either location)



This device contains 133 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

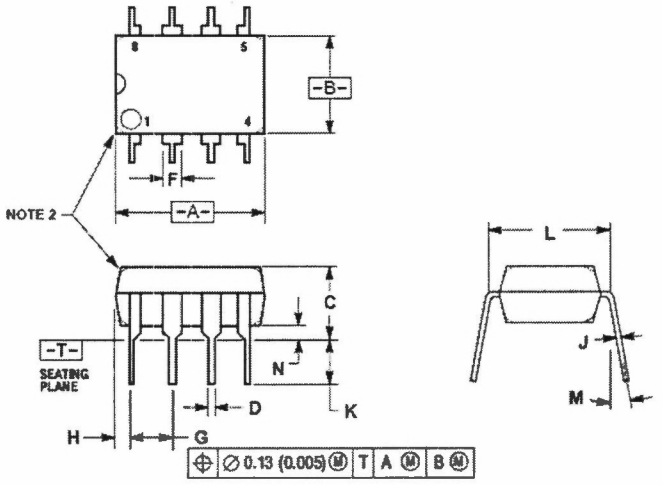
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, V_{EE} = 0 V, Kelvin GND connected to V_{EE}. For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies (Note 2), unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
LOGIC INPUT					
Input Threshold Voltage High State (Logic 1) Low State (Logic 0)	 V_{IH} V_{IL}	 – 1.2	 2.70 2.30	 3.2 –	V
Input Current High State (V_{IH} = 3.0 V) Low State (V_{IL} = 1.2 V)	 I_{IH} I_{IL}	 – –	 130 50	 500 100	µA
DRIVE OUTPUT					
Output Voltage Low State (I_{Sink} = 1.0 A) High State (I_{Source} = 500 mA)	 V_{OL} V_{OH}	 – 12	 2.0 13.9	 2.5 –	V
Output Pull-Down Resistor	R_{PD}	–	100	200	kΩ
FAULT OUTPUT					
Output Voltage Low State (I_{Sink} = 5.0 mA) High State (I_{Source} = 20 mA)	 V_{FL} V_{FH}	 – 12	 0.2 13.3	 1.0 –	V
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Propagation Delay (50% Input to 50% Output C_L = 1.0 nF) Logic Input to Drive Output Rise Logic Input to Drive Output Fall	 $t_{PLH(in/out)}$ $t_{PHL(in/out)}$	 – –	 60 120	 300 300	ns
Drive Output Rise Time (10% to 90%) C_L = 1.0 nF	t_r	–	17	55	ns
Drive Output Fall Time (90% to 10%) C_L = 1.0 nF	t_f	–	17	55	ns
Propagation Delay Current Sense Input to Drive Output Fault Blanking/Desaturation Input to Drive Output	$t_{P(OC)}$ $t_{P(FLT)}$	–	0.3	1.0	µs

2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain the junction temperature as close to ambient as possible.
T_{low} = −40°C for MC33153 T_{high} = +105°C for MC33153

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP−8
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626−05
ISSUE L



NOTES:
1. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
2. PACKAGE CONTOUR OPTIONAL (ROUND OR SQUARE CORNERS).
3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	10.16	0.370	0.400
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.94	4.45	0.155	0.175
D	0.38	0.51	0.015	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.76	1.27	0.030	0.050
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	---	10°	---	10°
N	0.76	1.01	0.030	0.040

9.1.6 PVI-1050N

International
IOR Rectifier

Data Sheet No. PD10054-B

Series PVI-N

Photovoltaic Isolator
Single and Dual Channel
5-10 Volt Output

General Description

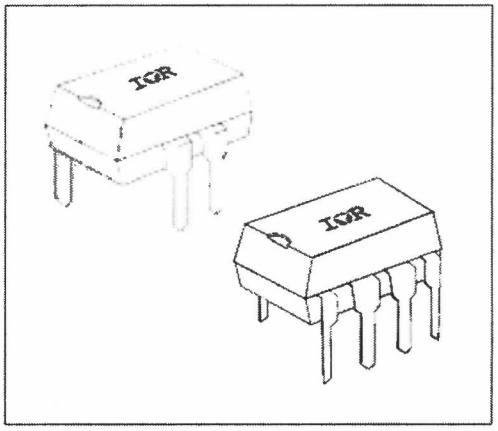
The PVI Series Photovoltaic Isolator generates an electrically isolated DC voltage upon receipt of a DC input signal. It is capable of directly driving gates of power MOSFETs or IGBTs. It utilizes a monolithic integrated circuit photovoltaic generator of novel construction as its output. The output is controlled by radiation from a GaAlAs light emitting diode (LED), which is optically isolated from the photovoltaic generator.

The PVI Series is ideally suited for applications requiring high-current and/or high-voltage switching with optical isolation between the low-level driving circuitry and high-energy or high-voltage load circuits. It can be used for directly driving gates of power MOSFETs. The dual-channel device allows its outputs to drive independent discrete power MOSFETs, or be connected in parallel or in series to provide higher current drive for power MOSFETs or higher voltage drive for IGBTs. The PVI Series Photovoltaic isolators employ fast turn-off circuitry.

These PVI Series Photovoltaic Isolators are packaged in 8-pin, molded DIP packages and available with either thru-hole or surface-mount ("gull-wing") leads, in plastic shipping tubes.

Features

- Isolated Voltage Source
- Monolithic Construction
- Up to 8µA Output
- Single or Dual Output
- Solid-State Reliability



Applications

- Load Distribution
- Industrial Controls
- Current-to-Voltage Conversion
- Custom Solid-State Relay

Part Identification

PVI1050N PVI5050N PVI5080N	thru-hole
PVI1050NS PVI5050NS PVI5080NS	surface-mount (gull-wing)

Electrical Specifications (-40°C ≤ T_A ≤ +85°C unless otherwise specified)

INPUT CHARACTERISTICS	PVI Series	Units
Input Current Range (see figure 4)	2.0 to 50	mA (DC)
Maximum Forward Voltage Drop @ 10mA, 25°C (see figure 5)	1.4	V (DC)
Maximum Reverse Voltage	7.0	V(DC)
Maximum Reverse Current @ -7.0V (DC), 25°C	100	µA(DC)
Maximum Pulsed Input Current @ 25°C (see figure 6)	1.0	A(peak)

OUTPUT CHARACTERISTICS	PVI Series	Units
Maximum Forward Voltage @ 10µA	8.0 per channel	$V_{(DC)}$
Maxiumum Reverse Current @ -10VDC	10	µA(DC)

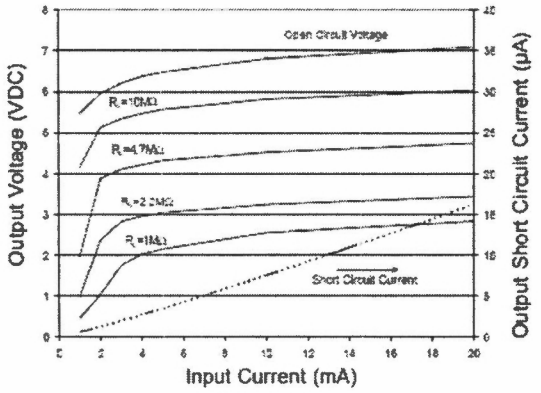


Figure 1. PVI5050N, PVI1050N Typical Output Characteristics

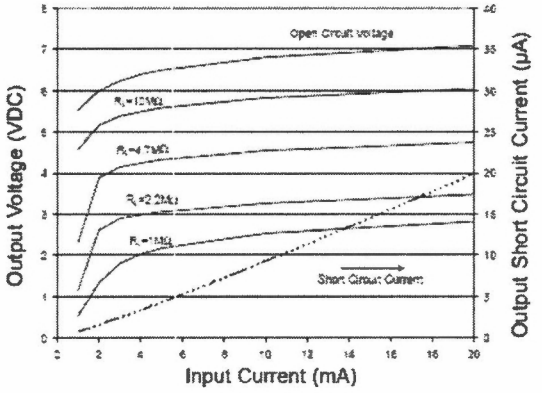
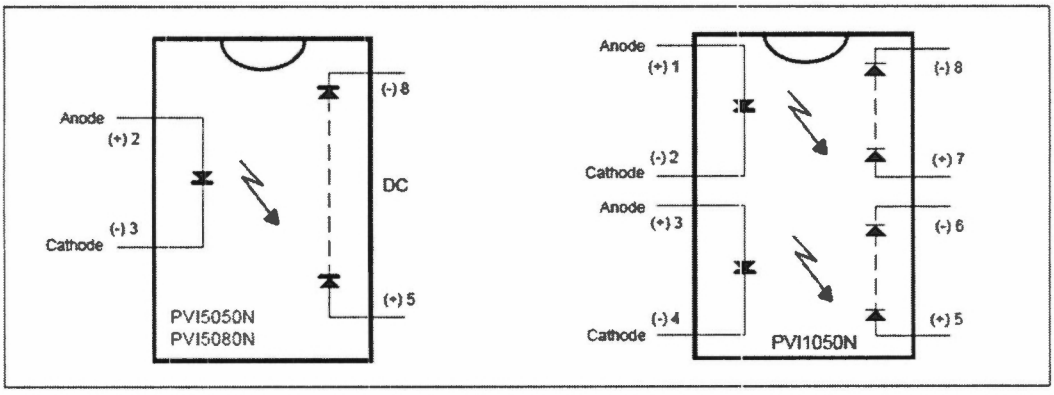


Figure 2. PVI15080N Typical Output Characteristics

Wiring Diagram



Application Note:

The outputs of the PVI1050N (pins 5-6 and 7-8) may be placed in series connection to produce a 10-volt output with a 5µA minimum short circuit current. Alternatively, the two ouptut of the PVI1050 may be connected in parallel to produce a 5.0-volt ouput with a 10µA minimum short circuit current.

The two outputs of the PVI1050N may be applied separately with a maximum 1200VDC between the outputs. Input-to-output isolation to either output is 2500V (RMS).

9.2. Anexo 2 – Tablas estadísticas de mortalidad en México.

Defunciones - causas - 30 a 64 años - género - 1990-2006 - nacional							
Causa	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006
Defunciones generales de 30 a 64 años	136,933	138,951	143,271	147,650	148,375	154,323	155,979
Diabetes mellitus	13.5	14.1	15	15.5	16.3	16.8	16.9
Tumores malignos	16	16	16.3	16	16.2	16.1	16.1
Enfermedades del corazón	12.3	12.3	12.5	12.5	12.2	12.2	12.2
Enfermedades del hígado a/	13	12.8	12.6	12.4	12.3	12.1	11.5
Accidentes	10.2	10	9.6	9.5	9.4	9.4	9.5
Enfermedades cerebrovasculares b/	4.2	4.2	4.1	4	4.1	3.8	3.8
Agresiones (homicidios) c/	3.9	3.6	3.5	3.5	3.3	3.3	3.6
Enfermedad por virus de la inmunodeficiencia humana d/	2.2	2.2	2.2	2.2	2.3	2.2	2.3
Insuficiencia renal	2	2.1	1.9	2	2	2.1	2.1

Defunciones - causas - 65 y más años - género - 1990-2006 - nacional							
Sexo Causa	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006
Defunciones generales de 65 y más años	217,084	224,068	235,316	247,215	249,560	264,674	264,740
Enfermedades del corazón	23.1	23.1	23.3	23.3	23.1	22.9	22.8
Diabetes mellitus	12.7	13.3	13.9	14.4	15	15.3	15.7
Tumores malignos	13.4	13.4	13.3	13.2	13.3	12.9	13.1
Enfermedades cerebrovasculares a/	8.8	8.6	8.5	8.2	8.1	7.9	7.9
Enfermedades pulmonares obstructivas crónicas b/	4.4	4.3	4.5	4.7	4.9	5.2	5
Enfermedades del hígado c/	3.9	4	3.9	4	4	4	4
Influenza y neumonía d/	3.1	2.9	2.8	2.9	2.9	3	3.1
Accidentes	2.8	2.9	2.8	2.7	2.7	2.7	2.7
Insuficiencia renal	NA	NA	NA	NA	2.3	2.3	2.3

10. Póster (Noviembre 2008)

TECNOLÓGICO DE MONTERREY

Campus Ciudad de México
División de Ingeniería y Arquitectura.

Noviembre 2008

Etapa de potencia de un desfibrilador externo automático.

Autores:
Pedro R. De la Torre Olazábal A00971488
Miguel Fonseca Salazar A01109242

Asesor: Dr. Emmanuel Moya.
Profesor de proyectos:
M. en C. Eugenio Aguilar.

Descripción del problema: La fibrilación ventricular y la taquicardia ventricular son arritmias en el corazón que pueden causar la muerte si no son tratadas a tiempo. Una opción para su tratamiento es la desfibrilación; consiste en aplicar una descarga de energía a través del tórax del paciente, capaz de re-sincronizar las células eléctricas del corazón.

Figura 1. Taquicardia ventricular, electrocardiograma normal y fibrilación ventricular.

Figura 2. Forma de onda bipolar con decaimiento exponencial.

Objetivo.

Diseñar un circuito de potencia capaz de generar una onda eléctrica útil para el tratamiento de la fibrilación ventricular y la taquicardia ventricular.

En específico, diseñar un circuito de potencia que genere una forma de onda bipolar con decaimiento exponencial con una duración de 10 a 12 ms que entregue una energía de 200 J en una resistencia que varía sus valores entre 51 Ω y 111 Ω, que se asemeja a la impedancia transtorácica del cuerpo humano.

Desarrollo de solución: El circuito conlleva el diseño de tres etapas:

- Elevación de voltaje: 3000 V para la carga de un capacitor a 200 J a partir de una batería recargable de 12V.
- Control de carga de capacitor y descarga de energía hacia el paciente.
- Utilizar un puente H de alto voltaje para generar el carácter bipolar de la forma de onda requerida.

Figura 3. Circuito diseñado para la solución.

Resultados Se obtuvo un circuito mostrado en la figura 3, capaz de generar las tres etapas mencionadas en el desarrollo de solución, con un circuito fly-back, el control de carga y descarga por medio de IGBTs, y el control de polaridad con un puente H de IGBTs y circuitos de activación para IGBTs de alto voltaje.

Se realizaron pruebas en cada una de las etapas funcionando en conjunto con los resultados mostrados en las figuras.

Descarga de alto voltaje del capacitor hacia la carga.

Conclusiones

Se obtuvo un circuito capaz de generar la forma de onda requerida para la desfibrilación.

Aplicando las mismas bases para electrónica de potencia, se pueden diseñar aplicaciones de uso en diferentes ramas; en este proyecto se utilizaron dichas bases para una aplicación biomédica, asemejando el control de dirección de un motor eléctrico con el efecto que se crea en la desfibrilación bipolar.

Señales de activación de IGBTs (PV y MC33152)

Perspectiva a futuro:

Para continuar con el proyecto y mejorarlo, se puede diseñar medidor de impedancia transtorácica para que este aparato funcione sobre cualquier persona. Antes de comercializar, el producto debe ser aprobado por la Food and Drugs Administration FDA o algún otro organismo regulatorio. Las tres etapas deberán integrarse en un solo empaque para poderlo colocar en un lugar público y que sea fácilmente transportable