

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey
Campus Ciudad de México

Departamento de Ingeniería Mecánica y Electrónica



TECNOLÓGICO
DE MONTERREY



Biblioteca
Campus Ciudad de México

**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY**

**“SISTEMA GENERADOR Y AMPLIFICADOR DE
SEÑALES PARA CORTE EN TEJIDO ORGÁNICO
VARIABLE.”**

Jorge Hadad Bellamy
Felipe Méndez Reguera



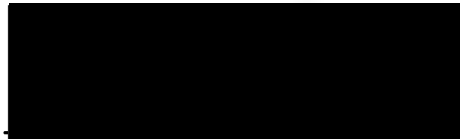
Asesor: M. en C. Israel Macías Hidalgo

Profesor: Eugenio Aguilar Ibarra

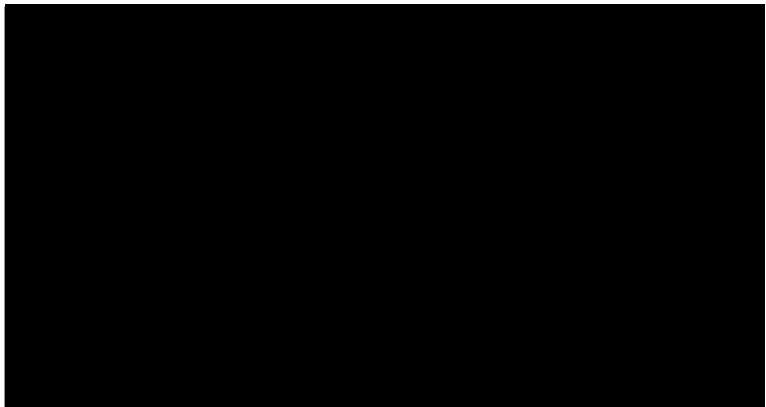
ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	5
1. CARACTERIZACIÓN DE LA SEÑAL.....	8
1.1 METODO DE MEDICIÓN.....	8
1.2 RESULTADOS.....	9
2. CIRCUITO ELECTRÓNICO.....	13
2.1 FUENTE DE VOLTAJE.....	13
2.2 DESACOPLAMIENTO.....	15
2.3 ACTIVACIONES.....	17
2.4 PUENTE H.....	21
3. SEÑALES DE CONMUTACIÓN.....	23
3.1 IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL.....	23
3.2 SEÑAL PORTADORA.....	27
3.3 SEÑAL MODULADORA.....	29
3.4 REQUERIMIENTOS DE PROGRAMA.....	32
4. RESULTADOS.....	35
4.1 ACOPLAMIENTO DE ETAPAS.....	35
4.2 IMPLEMENTACIÓN DE DISPOSITIVOS.....	39
4.3 VISUALIZACIÓN DE LA SEÑAL.....	42
5. TRABAJO FUTURO.....	44
5.1 CONCLUSIONES GENERALES.....	45
6. ANEXOS.....	47
6.1 CIRCUITO COMPLETO.....	47
6.1.1 CIRCUITO POR ETAPAS.....	48
6.2 TABLA DE COMPONENTES.....	49
6.3 CONFIGURACIÓN DEL MICROCONTROLADOR.....	50

6.4 PROGRAMACIÓN.....	52
6.5 CONTACTOS.....	66
6.6 HOJAS DE DATOS.....	67
7. BIBLIOGRAFÍA.....	69



M. en C. Israel Macías Hidalgo (Asesor)



**SISTEMA GENERADOR Y AMPLIFICADOR DE
SEÑALES PARA CORTE EN TEJIDO ORGÁNICO
VARIABLE**

Sistema Generador y Amplificador de Señales Para Corte en Tejido Orgánico Variable

INTRODUCCIÓN

La electrocirugía, se refiere a la utilización de corrientes eléctricas oscilantes de alta frecuencia con el fin de cortar y/o coagular el tejido durante el acto quirúrgico (véase Figura 0.1). Como corte se entiende la acción de separar tejido a través de la separación de sus moléculas.



Figura. 0.1: Cirugía Moderna

Su uso comenzó aproximadamente en los años setentas en países desarrollados. En la década de 1970 aparecen las unidades electro-quirúrgicas que emplean transistores, diodos y rectificadores para generar corriente, las cuales sustentan su función en principios físicos ligados a las propiedades energéticas de los electrones (véase Figura 0.2).

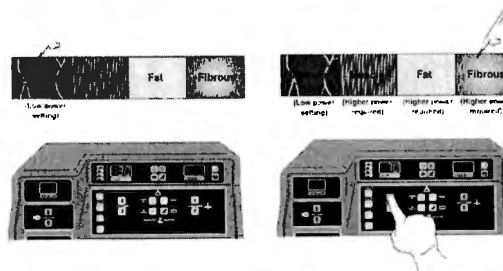


Figura 0.2: Tejidos orgánicos variables para corte

Una de las desventajas que tiene este dispositivo radica en ser uno de los aparatos quirúrgicos que mayores complicaciones presentan en la sala de operaciones. Los problemas se presentan en su aplicación, la mala colocación

del elemento para retrueno de corriente, el mal manejo de aislantes, etc. son las principales causas de complicaciones en el paciente. Por otro lado, este dispositivo tiene entre sus grandes ventajas un corte limpio y puro en tejido orgánico, la poca pérdida de sangre del paciente, el acelerado proceso de cicatrización y la rápida coagulación de vasos sanguíneos en caso de hemorragias.

Tipos de Electrocirugía

En la electrocirugía actual se presentan dos variantes; la bipolar y la monopolar. La electrocirugía monopolar, también conocida como unipolar se refiere al procedimiento en el que el cuerpo del paciente se convierte en una parte del circuito eléctrico como una resistencia de carga (véase Figura 0.3). Se introduce una señal de potencia a través de un electrodo haciéndose pasar por el tejido orgánico (corte o coagulación). El retorno de la corriente se hace a través de algún punto del cuerpo del paciente mediante un parche o cojín de material conductor especial.

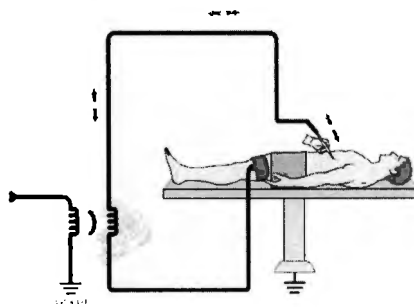


Figura 0.3: Cirugía Monopolar

La cirugía de tipo bipolar se utiliza para la coagulación (véase Figura 0.4). La electrocirugía bipolar se refiere a un circuito sencillo de corriente directa en el que los dos polos se conectan directamente al instrumento del cirujano, cerrándose el circuito con el tejido del paciente haciendo que la corriente circule localmente entre las dos puntas de los fórceps (tenazas o pinzas).

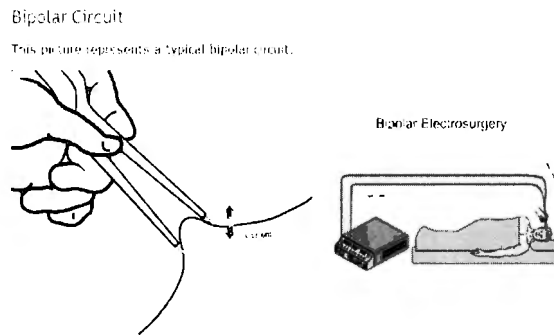


Figura 0.4: Cirugía Bipolar

En el presente trabajo se describe el desarrollo de un sistema de electrocirugía para corte de tipo monopolar en tejido orgánico variable utilizando un arco eléctrico generado con una señal senoidal de alta frecuencia, la cual por medio del control puede variar su amplitud y frecuencia. Esto nos permite adaptar el dispositivo a diferentes tipos de tejido y profundidades de corte.

El arco eléctrico del electrobisturí es generado a través de un circuito convertidor de voltaje de Corriente Directa (CD) a Corriente Alterna (CA), con un Puente H formado por MOSFETs. El control de la conmutación para el circuito inversor se implementó en un sistema embebido con un microcontrolador de 8 bits. El control genera la señal senoidal realizando la conversión de una señal de corriente directa a corriente alterna utilizando modulación de anchura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*).

- **Capítulo 1:** Se presentan los diferentes tipos de señales utilizadas en el electrobisturí. Se presentan los requerimientos de potencia del sistema, tipos de señales, frecuencias y ciclos de trabajo.
- **Capítulo 2:** Se muestra el circuito electrónico utilizado para la generación del arco eléctrico en el electrobisturí.
- **Capítulo 3:** Se describe el circuito de control y su algoritmo utilizado.
- **Capítulo 4:** Se presentan los resultados obtenidos.
- **Capítulo 5:** Trabajo Futuro

1 CARACTERIZACIÓN DE LA SEÑAL

Con la finalidad de obtener los diferentes tipos de señales utilizadas para la electrocirugía y los requerimientos de potencia del mismo, se procedió a obtener las señales de un electrocauterio comercial Valleylab TX. A continuación se describe el método de medición y los resultados obtenidos. El electrobisturí puede generar tres tipos de señales para coagulación monopolar, corte monopolar y coagulación bipolar. En las pruebas se obtuvieron las señales para corte y coagulación monopolar.

1.1 Método de Medición

La impedancia del cuerpo humano oscila entre los 50 y 100 Ohms (Hainer, B., 1991). Con la finalidad de obtener las mediciones se simuló un corte haciendo pasar las señales del electrocauterio por un divisor de voltaje para simular la impedancia del cuerpo (véase Figura 1.1). Con lo anterior se pueden obtener las mediciones sin que se presenten interferencias en estas y al mismo tiempo se puedan medir dentro del rango del instrumento de medición.

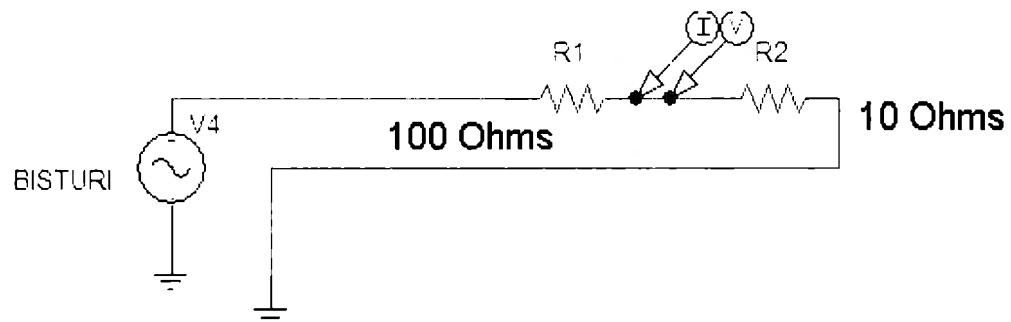


Figura 1.1: Sistema de Prueba

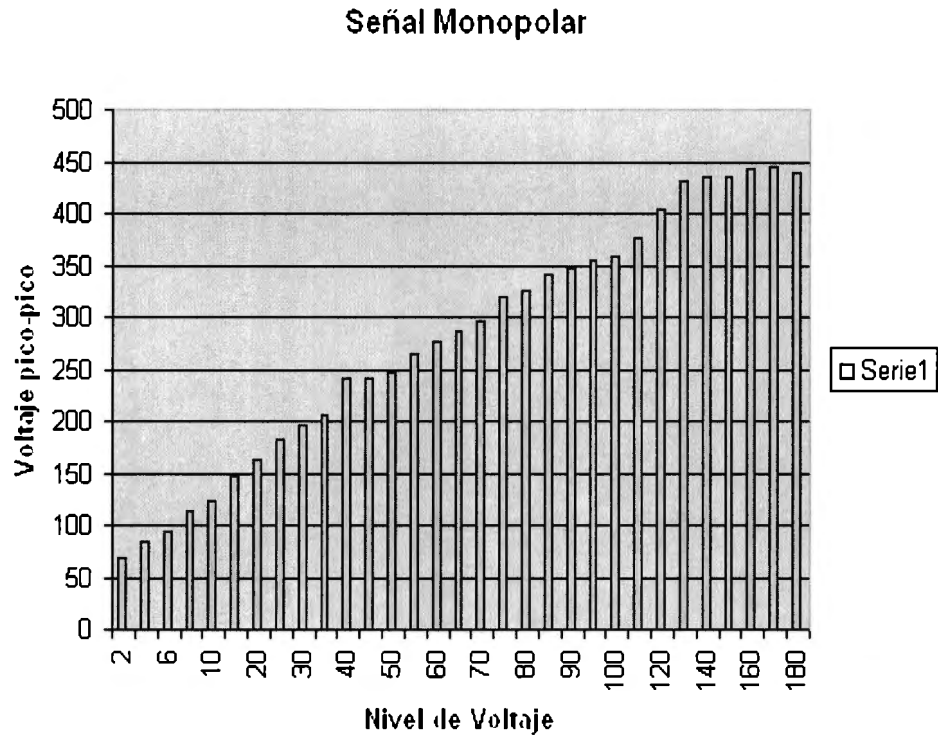
El electrobisturí entrega una señal de corte monopolar de tipo sinusoidal con frecuencia fija de 393 kHz para evitar interferencias con las señales del cuerpo humano. Este sistema permite únicamente variar la amplitud de la señal. Existen otros dispositivos de electrocirugía que permiten variar la frecuencia y amplitud.

1.2 Resultados

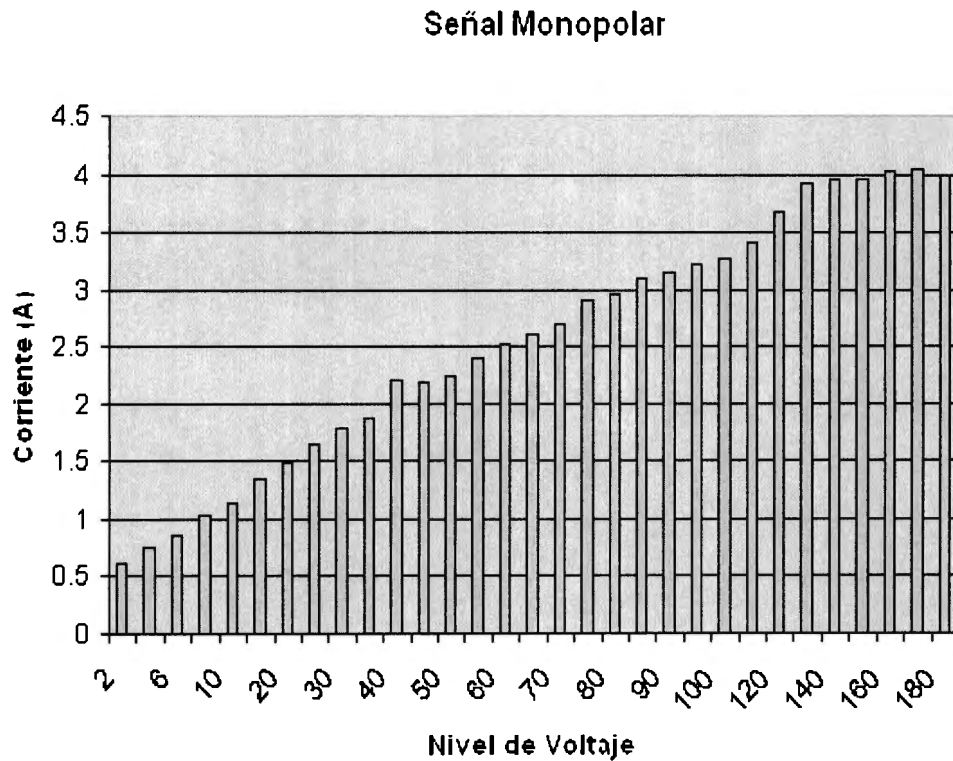
Mediante la caracterización de señales se obtuvieron: voltajes y corrientes máximos, tipos de señales de corte y de coagulación, frecuencias y ciclos de trabajo. En la tabla 1.2.1 se enlistan las características de la señal de corte monopolar utilizando una resistencia de carga de 110 Ohms con una frecuencia fija de 393 kHz sinusoidal. Así mismo se presentan el voltaje y corriente al incrementar el nivel de voltaje del electrocauterio.

Tabla 1.2.1: Caracterización de la Señal Monopolar

Nivel de Voltaje	Voltaje pp al 9%	Voltaje pp	Corriente (A)
2	6.2	68.2068207	0.620062006
4	7.6	83.6083608	0.760076008
6	8.6	94.6094609	0.860086009
8	10.3	113.311331	1.03010301
10	11.3	124.312431	1.130113011
15	13.4	147.414741	1.340134013
20	14.8	162.816282	1.480148015
25	16.5	181.518152	1.650165017
30	17.9	196.919692	1.790179018
35	18.7	205.720572	1.870187019
40	22	242.024202	2.200220022
45	21.9	240.924092	2.190219022
50	22.4	246.424642	2.240224022
55	24	264.026403	2.400240024
60	25.2	277.227723	2.520252025
65	26	286.028603	2.600260026
70	27	297.029703	2.700270027
75	29	319.031903	2.900290029
80	29.6	325.632563	2.96029603
85	31	341.034103	3.100310031
90	31.6	347.634763	3.160316032
95	32.3	355.335534	3.230323032
100	32.7	359.735974	3.270327033
110	34.2	376.237624	3.420342034
120	36.8	404.840484	3.680368037
130	39.2	431.243124	3.920392039
140	39.6	435.643564	3.96039604
150	39.6	435.643564	3.96039604
160	40.2	442.244224	4.02040204
170	40.4	444.444444	4.04040404
180	40	440.044004	4.00040004



Gráfica 1.1: Nivel de Voltaje



Gráfica 1.2: Corriente

En la tabla 1.2.2 se enlistan las características de la señal de coagulación monopolar utilizando una resistencia de carga de 110 Ohms, los

valores de voltaje y corriente para diferentes niveles de voltaje del electrocauterio, frecuencia y relación de trabajo. La señal generada por el electrocauterio para coagulación monopolar es una onda de tipo amortiguada con frecuencia de 400 kHz y relación de trabajo de 61% (véase Figura 1.2).

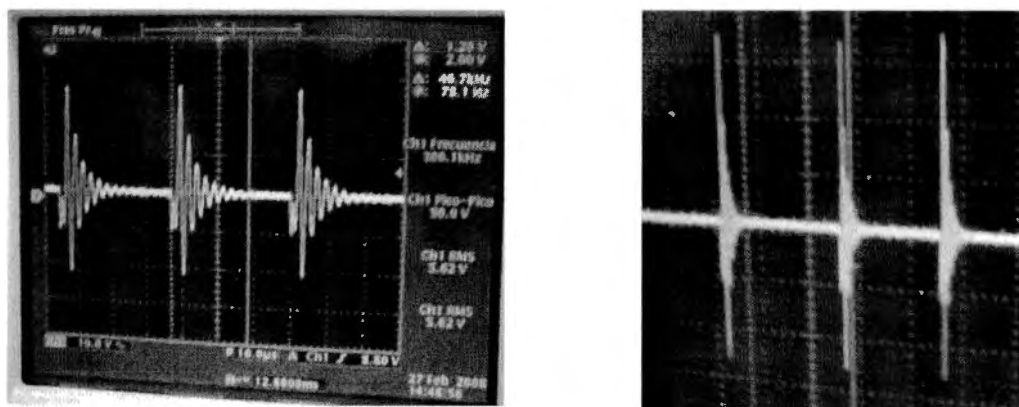
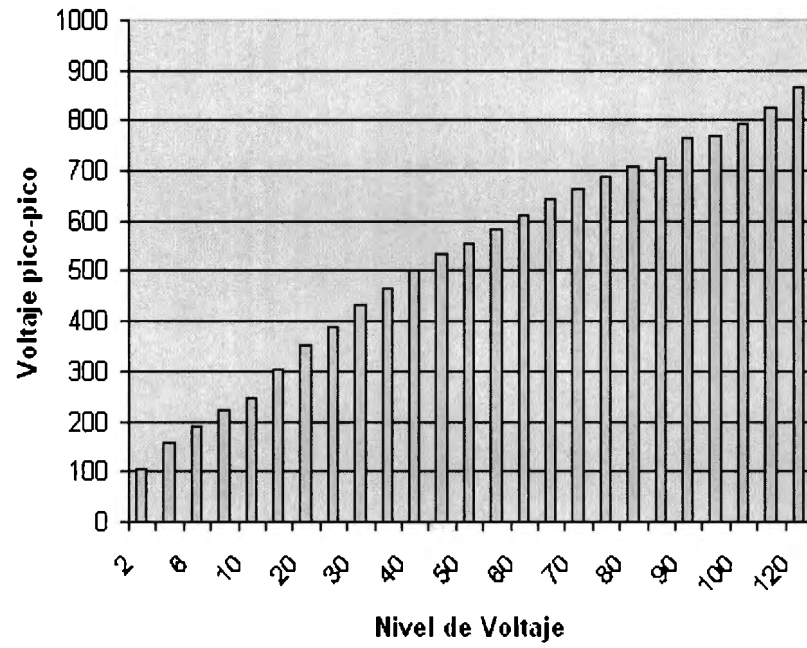


Figura. 1.2: Señal de Coagulación

Tabla 1.2.2: Caracterización de la Señal de Coagulación

Potencia	Vmax al 9.09%	Voltaje Máximo	Vpp al 9.09%	Voltaje pp	Corriente (A)
2	6.5	71.50715072	9.5	104.5105	0.95009501
4	9.2	101.210121	14.3	157.3157	1.43014301
6	11.1	122.1122112	17.3	190.319	1.73017302
8	12.9	141.9141914	20.3	223.3223	2.03020302
10	14.2	156.2156216	22.5	247.5248	2.25022502
15	17.6	193.6193619	27.5	302.5303	2.75027503
20	19.8	217.8217822	32.2	354.2354	3.22032203
25	22.2	244.2244224	35.4	389.4389	3.54035404
30	24.8	272.8272827	39.4	433.4433	3.94039404
35	26.6	292.6292629	42.2	464.2464	4.22042204
40	28.6	314.6314631	45.6	501.6502	4.56045605
45	30	330.0330033	48.6	534.6535	4.86048605
50	32	352.0352035	50.6	556.6557	5.06050605
55	33.4	367.4367437	53	583.0583	5.30053005
60	34.6	380.6380638	55.4	609.4609	5.54055406
65	36.2	398.239824	58.4	642.4642	5.84058406
70	37.4	411.4411441	60.4	664.4664	6.04060406
75	38.8	426.8426843	62.6	688.6689	6.26062606
80	40	440.0440044	64.4	708.4708	6.44064406
85	41.4	455.4455446	66	726.0726	6.60066007
90	42.6	468.6468647	69.4	763.4763	6.94069407
95	43	473.0473047	70	770.077	7.00070007
100	44.4	488.4488449	72.2	794.2794	7.22072207
110	46.2	508.2508251	75.2	827.2827	7.52075208
120	48.4	532.4532453	78.6	864.6865	7.86078608

Coagulación



Gráfica 1.2: Voltaje pico-pico en la Coagulación

2 CIRCUITO ELECTRONICO

La implementación del circuito electrónico del electrobisturí se compone de cinco diferentes etapas: Circuito Elevador de Voltaje, Desacoplamiento, Conmutación, Puente H y Control. En la Figura 2.1 que se muestra a continuación se observan la interconexión de las diferentes secciones que componen al circuito electrónico (véase Figura 2.1).

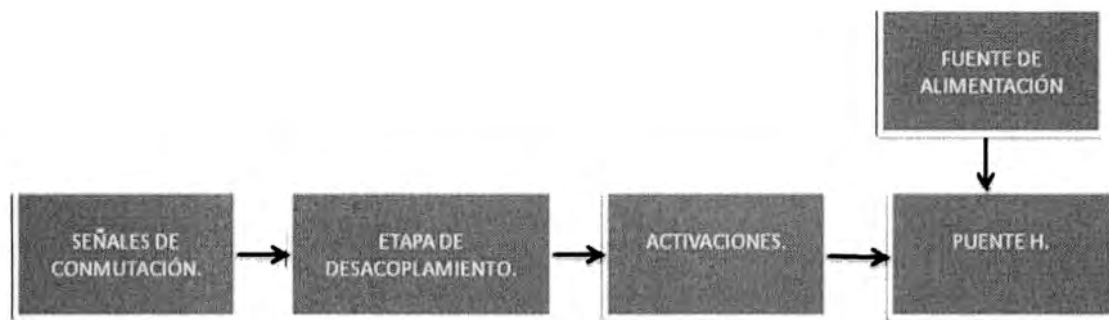


Figura 2.1: Diagrama a Bloques

El circuito elevador de Voltaje se encarga de tomar la señal de la red eléctrica y convertirla a corriente directa y elevando el voltaje; posteriormente esta señal es utilizada para alimentar el Puente H; el circuito de control genera las señales de conmutación para el Puente H, estas señales de desacoplan del Puente H a través del circuito de desacoplamiento el cual nos permite separar la electrónica de potencia de la electrónica de control. A continuación describimos más a detalle cada una de estas secciones.

2.1 Fuente de Voltaje

Para cumplir con los requerimientos de potencia (600Vpp) se necesita de una fuente de corriente directa de 300V para la conmutación del Puente H y la obtención de un voltaje bipolar. Este circuito cuenta con tres diferentes voltajes: 300V, 12V y 5V. Los 5V son proporcionados por el microcontrolador a los optoacopladores. Los Voltajes de 12V y 300V de corriente directa es generado a través de un circuito convertidor de corriente alterna a corriente directa, alimentado por un transformador con doble devanado (Primario de 300V a 3 A y el Secundario a 15V y 2 A) (véase Figura 2.2).

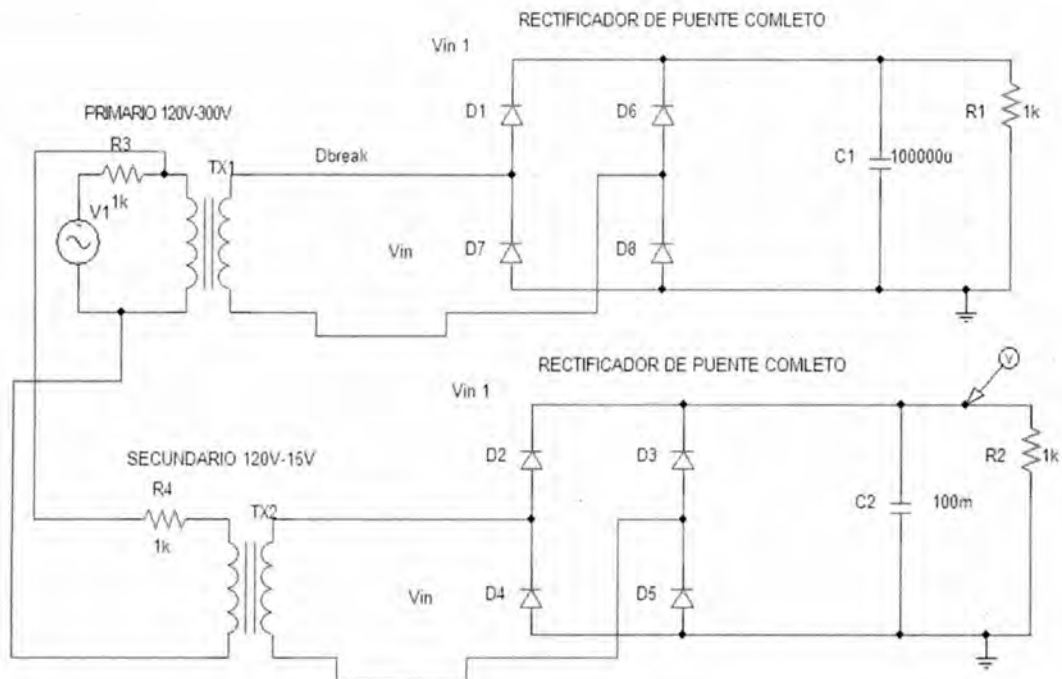


Figura 2.2: Fuente de Voltaje

En la Figura 2.3 se muestra la simulación con un voltaje de $127 V_{rms}$ @ 60 Hz alimentando al transformador. El devanado primario tiene una razón de vueltas de 1.6. En la simulación se puede observar que el voltaje alcanzando por el circuito duplicador es de 300V de corriente directa (véase Figura 2.3) y de 12V para la alimentación de los drivers IR2113 y del lado alto de los Oproacopladores CNW136 (véase Figura 2.4).

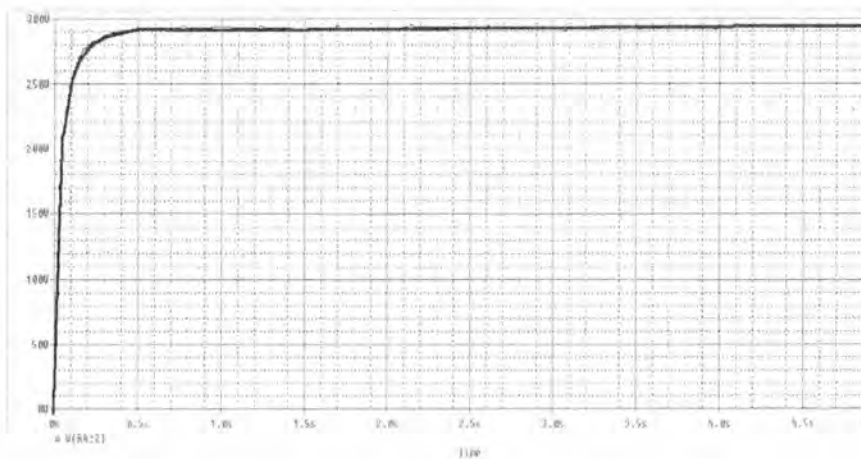


Figura 2.3: Simulación del circuito CA-CD a 300V

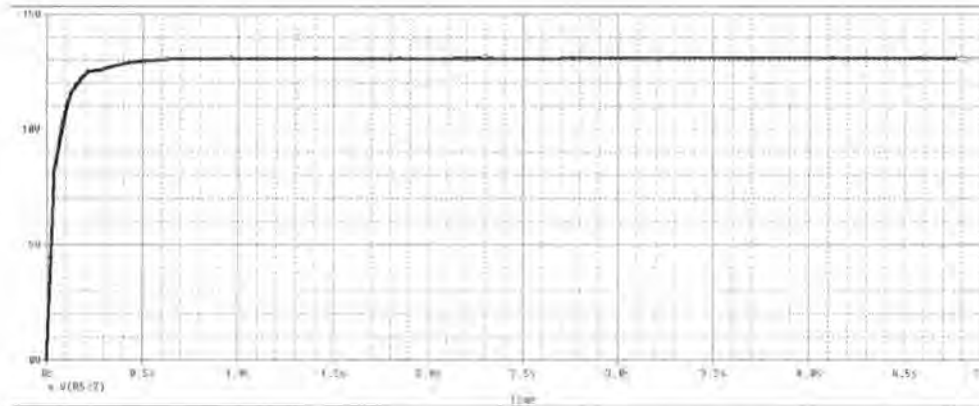


Figura 2.3: Simulación del circuito CA-CD a 12V

2.2 Desacoplamiento

La etapa de desacoplamiento nos permitirá trabajar de manera separada la parte de control y la de electrónica de potencia, ya que estas trabajan con diferentes voltajes. Las etapas de desacoplamiento se realizan por medio de dos dispositivos:

- **Optoacopladores HCNW136** – En configuración de pulsos para desacople.
- **Drivers IR2113** – Para el control de activaciones en el Puente H.

El propósito del Optoacoplador es ser el receptor de la señales de conmutación y amplificar estas a un voltaje de 12 V para activar los drivers IR2113, desacoplando el sistema de bajo voltaje del de potencia. De esta manera se protegen los dispositivos que funcionan con voltajes pequeños en caso de presentarse un corto circuito. Los optoacopladores CNW136 presentan un rápido tiempo de respuesta tolerando altas frecuencias, hasta un máximo de 1.4MHz.

El funcionamiento de los optoacopladores se da por la activación del diodo que al conducir emite un haz de luz activando el paso de corriente en el fototransistor, ubicado en el lado de alto voltaje del dispositivo (véase Figura 2.5 y 2.6 y 2.7).

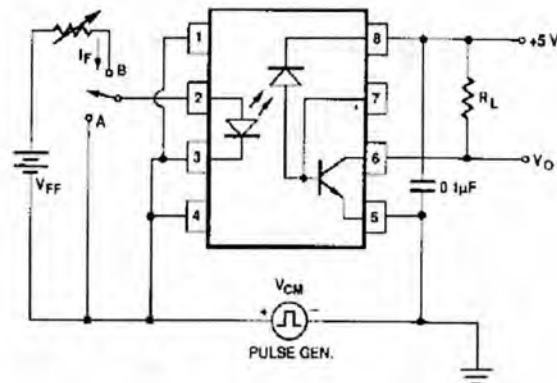


Figura 2.5: Configuración del Optoacoplador CNW136 (Imagen tomada de Agilent Datasheet para el HCNW136)

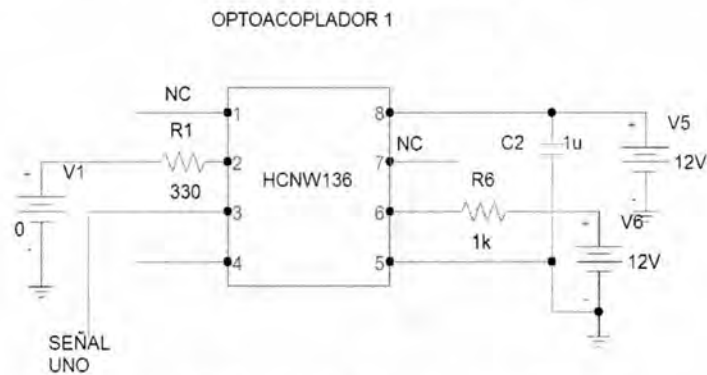


Figura 2.6: Simulación Optoacoplador CNW136

La Figura 2.7 muestra la señal generada por el optoacoplador con una frecuencia de 90 kHz y 12 V de amplitud.

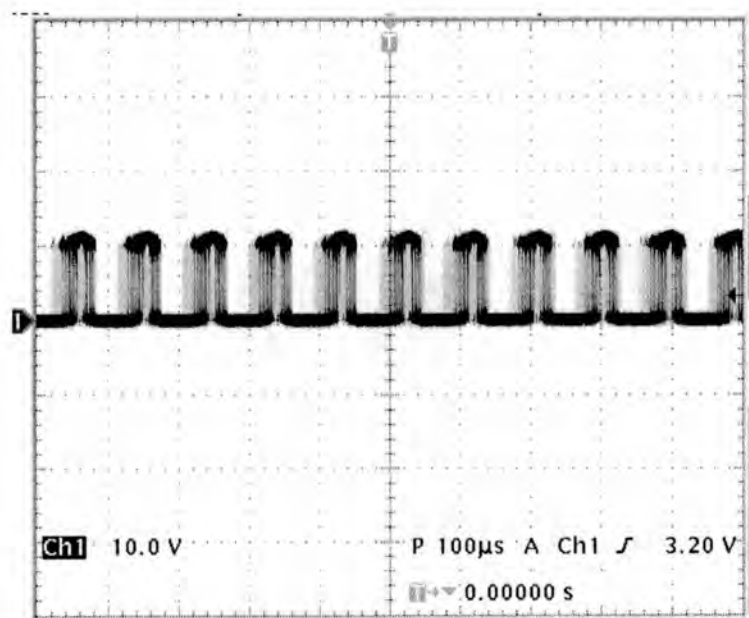


Figura 2.7: Salida del CNW136 a 12V

2.3 Activaciones

La activación de los 4 MOSFETs IRFP450 (en configuración de puente H) se realiza con un driver IR2113 de cada lado del puente. El Driver cuenta con dos canales de entrada y de salida (HO y LO). Cada una de estas salidas controla la activación de su respectivo MOSFET en el Puente H (véase Figura 2.8). Estas activaciones se dan gracias a las señales de conmutación provenientes del ATMEGA 32 (véase Figura 2.9)

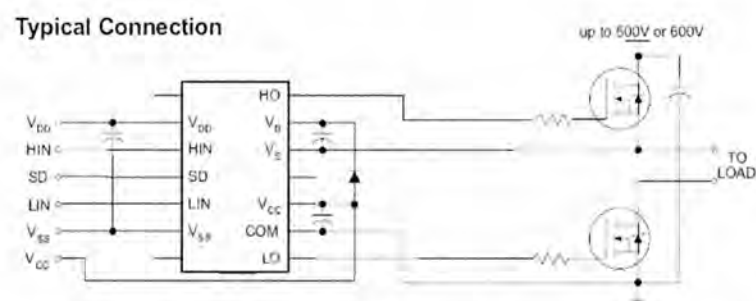


Figura 2.8: Configuración del Driver IR2110 (imagen tomada de International Rectifier Datasheet para el IR2110)

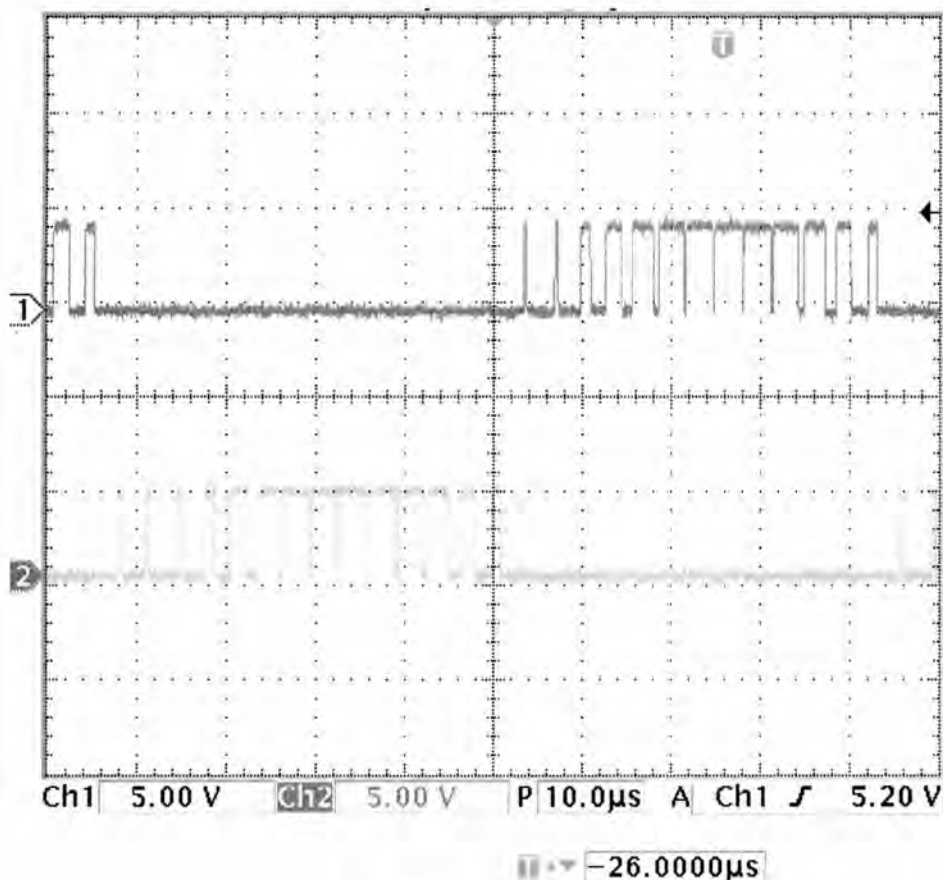


Figura 2.9: Señales de Conmutación

La configuración usada para el driver, se basa en un circuito de BOOTSTRAP. El circuito de BOOTSTRAP utiliza un diodo de recuperación rápida (MUR160) el cual soporta hasta 600V de tensión y dos capacitores de tantalio (*Equivalent Series Resistance*). Los valores de sus capacitores se calculan a través de la ecuación 2, tomando en cuenta la frecuencia de operación (véase Figura 2.10). Cuando el MOSFET de la parte baja de puente se encuentra activo, manda una tierra al cable que retroalimenta al driver del circuito, por consiguiente una terminal del bisturí esta a tierra (véase Figura 2.11).

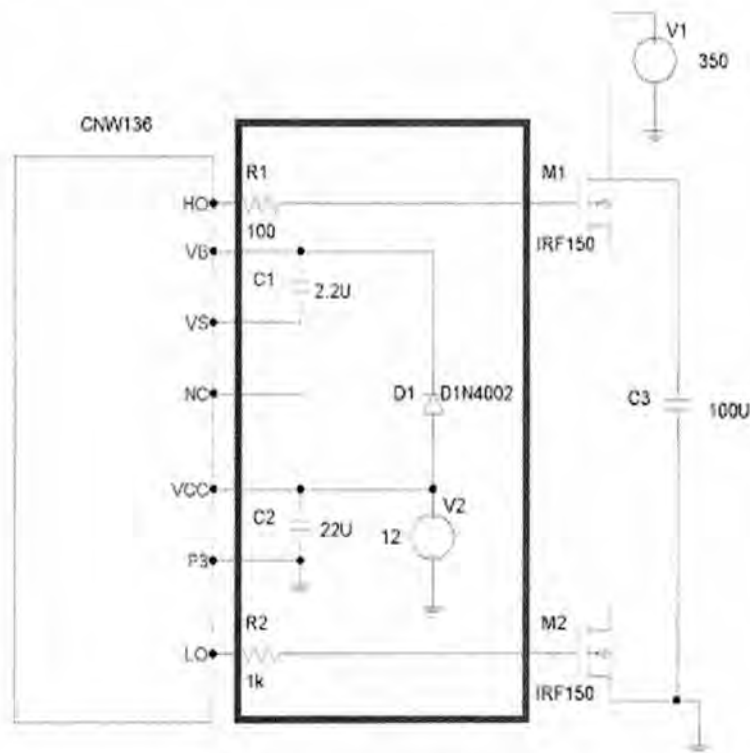


Figura 2.10: Driver y Circuito BOOTSTRAP

Los datos que debemos tomar en cuenta para un buen diseño del circuito Bootstrap esto son los siguientes:

1. Corriente de carga necesaria.
2. Corriente de Fuga del circuito.
3. Corriente necesaria para el control
4. Alimentación del los MOSFETS
5. Coeficiente térmico del capacitor.

La carga del capacitor de Bootstrap, se realiza con 12V. Cuando el pulso cambia y el MOSFET de la parte superior es activado el de la parte baja deja de conducir, provocando así que llegue el voltaje de la fuente a la retroalimentación del driver (véase Figura 2.11). El voltaje se mantiene por un pequeño instante de tiempo para lograr la activación del MOSFET.

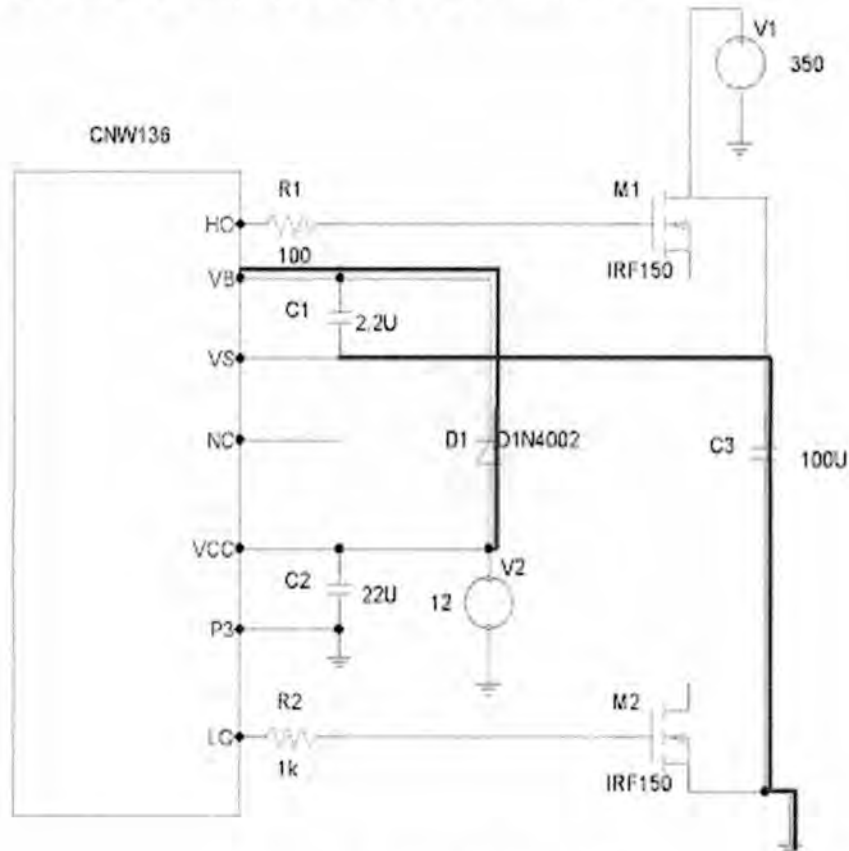


Figura 2.11: Activación del MOSFET

Los capacitores deberán de ser de Tantalio para evitar incluir en el cálculo el coeficiente Térmico de los capacitores electrolíticos (International Rectifier, 2007). Las especificaciones y ecuación para el cálculo del capacitor de Bootstrap, estas se encuentran en la tabla 2.3.1

Tabla 2.3.1: Variables del Capacitor de Bootstrap

Símbolo	Descripción	Valor
Q_g	Carga de compuerta para el lado alto del DRIVER	123nC
F	Frecuencia de Operación	393kHz
I_{CBS}	Corriente de Fuga del Capacitor de Bootstrap	10 μ A
I_{QBS}	Máximo Vbs Quisient Current	230 μ A
V_{CC}	Voltaje del lado Bajo	12V
V_f	Voltaje de Polarización del diodo Bootstrap	0.45V
V_{lst}	Voltaje de caída a través del MOSFET del lado bajo o carga	0V
V_{min}	Voltaje mínimo entre VB y Vs	9V
FC	Factor de Seguridad (<i>rule of thumb</i>)	11
Q	Nivel de carga requerido por ciclo	5nC

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_G + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (\text{EQ 2})$$

$$C1 = (197.34 \text{ nf}) \text{ FC} \quad (\text{EQ 3})$$

$$C1 = 2.17074 \mu\text{F} \quad (\text{EQ 4})$$

$$C2 = 21.7074 \mu\text{F} \quad (\text{EQ 5})$$

El Driver y su respectivo circuito de Bootstrap, conmutan a 390 kHz (frecuencia máxima) de frecuencia presentando un poco de distorsión en la señal de conmutación (véase Figura 2.11).

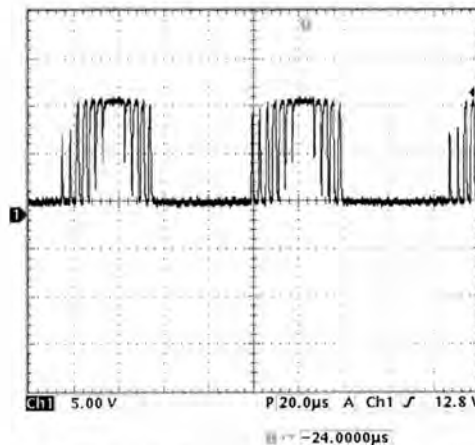


Figura 2.11: Señales (HO y LO) para activación del Puente H

2.4 Puente H.

El Puente H está formado por 4 MOSFETS IRFP450 y dos capacitores de 100 μ F a 450 V. Dependiendo de la configuración de activación de los elementos del Puente H se obtiene el voltaje de corriente directa deseado (positivo o negativo). Al activar los MOSFETS de la parte superior izquierda e inferior derecha se obtiene un voltaje positivo en la resistencia de carga. Cuando se activa el superior derecho y el inferior izquierdo, el voltaje negativo (véase Figura 2.12)

Las señales de un lado del puente deben de ser complementarias. Esto se debe a que si se llegaran a activar los dos MOSFETS de un lado del puente ocurriría un corto en la fuente (véase Anexos 6.1 y 6.1.1).

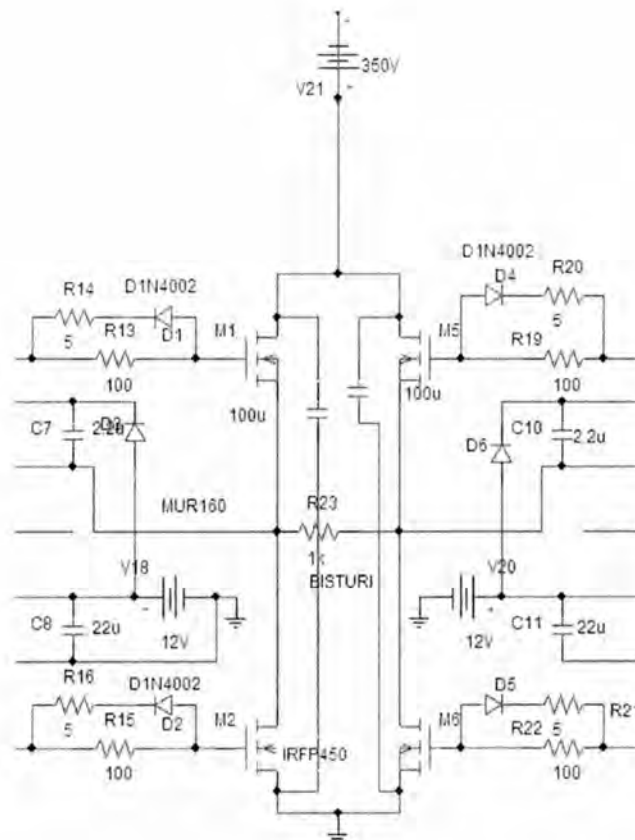


Figura 2.12: Puente H

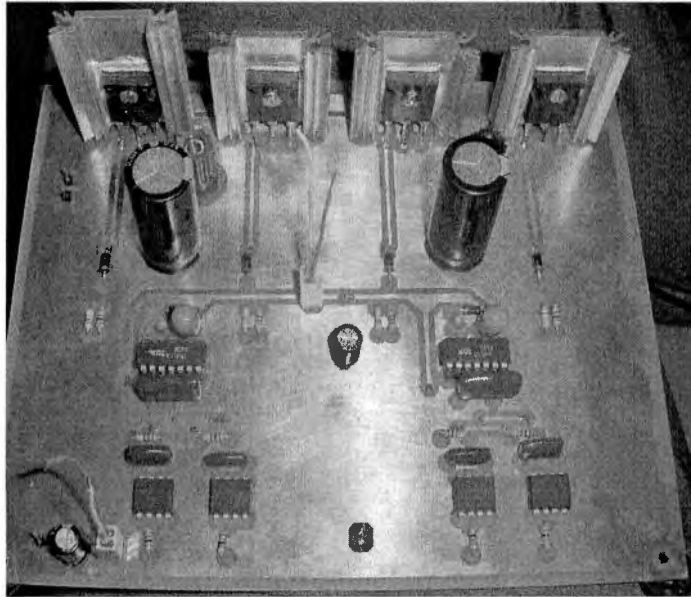


Figura 2.13: Circuito Final

El MOSFET IRFP450 es un transistor tipo incremental de canal n que logra soportar una corriente de hasta 14 A y un voltaje máximo de 600 V (véase Anexos). La corriente que puede fluir a través del MOSFET, es directamente proporcional al voltaje entre la compuerta y la fuente. Esta relación no es de tipo lineal y es representada por la ecuación 6.

$$I_D = k(V_{GS} - V_{TH})^2 \text{ (EQ 6)}$$

La constante k (EQ 8) se calcula con los datos del fabricante:

1. Corriente de Encendido
2. Voltaje de sostenimiento
3. Voltaje de compuerta y fuente

$$K = 350 / (10 - 4)^2 \text{ (EQ 7)}$$

$$K = 9.7 \text{ (EQ 8)}$$

Con el valor de k se calcula el valor final de V_{GS} , este es el voltaje mínimo que debe de existir para que el MOSFET se active (EQ 9).

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{V_D}{K}} + 4 = \sqrt{\frac{350}{9.77}} + 4 = 9.98 \text{ (EQ 9)}$$

3 SEÑALES DE CONMUTACIÓN.

En los inversores DC-AC con modulación de ancho de pulso, los periodos de conmutación de ambas combinaciones del puente H y por lo tanto de la polaridad del voltaje de salida, están regidos por señales cuadradas con relación de trabajo variable, en proporción con la amplitud de una onda senoidal y utilizando dos señales de control: una señal portadora y una moduladora.

Como portadora se utiliza una señal triangular y como moduladora la señal senoidal que se quiere obtener. Los pulsos finales de activación para nuestros dispositivos electrónicos (MOSFETs) se obtienen superponiendo la señal triangular o portadora, de frecuencia mayor a la de referencia, sobre la moduladora. Cuando las magnitudes de ambas señales son iguales en el flanco de subida de la portadora, se produce un flanco ascendente en la señal de salida. Cuando las amplitudes de la portadora y la moduladora son iguales en el flanco de bajada de la portadora se produce un flanco descendente en la señal de salida (Véase Figura 3.1).

Mientras mayor sea la frecuencia de la señal portadora respecto a la de la moduladora se acercará más a una señal senoidal.

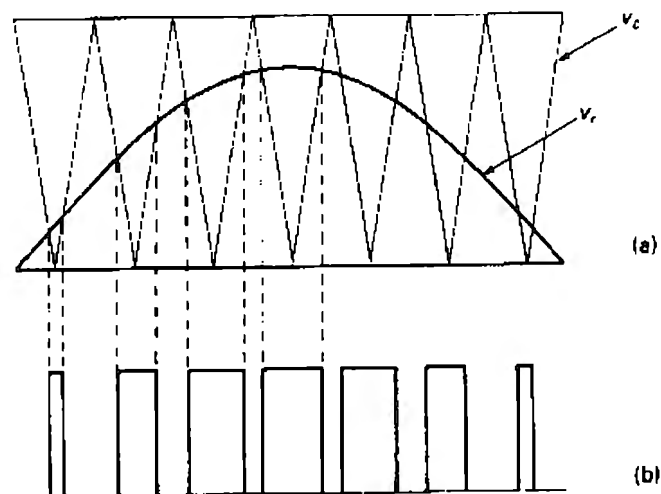


Figura 3.1: Obtención de señales de conmutación por medio de la comparación de señales portadora y moduladora (ATMEL Corporation, 2008).

3.1 Implementación del circuito de control

La generación de la señal portadora, así como la comparación de magnitudes entre ondas portadora y moduladora realizan de manera digital por medio de un microcontrolador AVR ATMEGA 32 (véase Figura 3.2). Los modos de operación de sus timers, al igual que las posibles interrupciones por tiempo y por hardware nos permitirán ajustar los anchos de pulso y frecuencias en un rango específico.



Figura 3.2: AVR ATMEGA32 (ATMEL Corporation, 2008).

El ATMEGA32 posee tres timers, cuya forma de operación facilita la generación de pulsos con diferentes características de frecuencia y relación de trabajo.

El principio de operación de los timers se basa en la cuenta ascendente y descendente de contadores. Conociendo la frecuencia de operación del microcontrolador y por consiguiente el tiempo que tarda el microcontrolador en realizar el incremento al contador (ciclo de máquina), se pueden medir periodos de tiempo específicos y utilizarlos para implementar interrupciones, acciones y señales de PWM.

Los modos de operación de los timers del ATMEGA32 se distinguen por la forma en que se realiza la cuenta, por las acciones que se pueden realizar y el valor máximo que alcanza el contador (cuenta máxima).

La Figura 3.3 muestra una de las dos formas en que los contadores llevan a cabo la cuenta. En este modo de operación los valores se van incrementando hasta llegar a un valor de comparación (OCRx) para después regresar la cuenta a cero, ejecutándose así la acción seleccionada (interrupción o señal PWM) cada determinado tiempo (véase Figura 4.3).

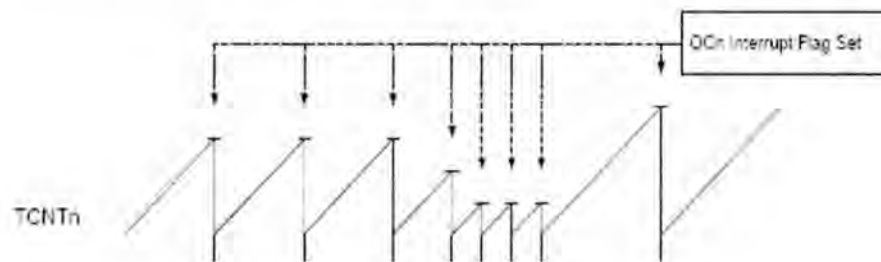


Figura 3.3: Modo de operación 2 de timer del ATMEGA32 (ATMEL Corporation, 2008).

La Figura 3.4 describe la segunda forma de operación de los timers. Cuando el contador llega a la cuenta máxima programada (ICR1L), comienza a contar en forma descendente hasta cero, formándose así una señal triangular que será implementada como portadora del inversor PWM. El valor de ICR1L al incrementarse y llegar al valor de comparación (OCR1x) provoca el flanco de subida de la señal cuadrada. Posteriormente se da lugar al flanco de bajada cuando el valor de OCR1x vuelve a ser menor a ICR1L, generando una señal cuadrada en alguno de los pines de salida OC1x del microcontrolador (véase Figura 3.5).

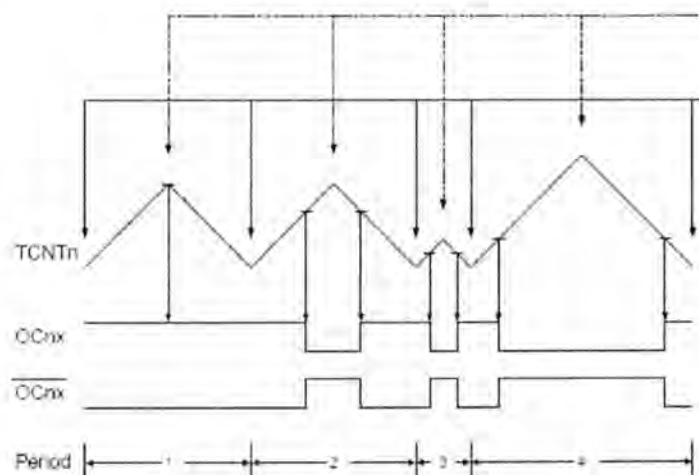


Figura 3.4: Operación del Timer (ATMEL Corporation, 2008)

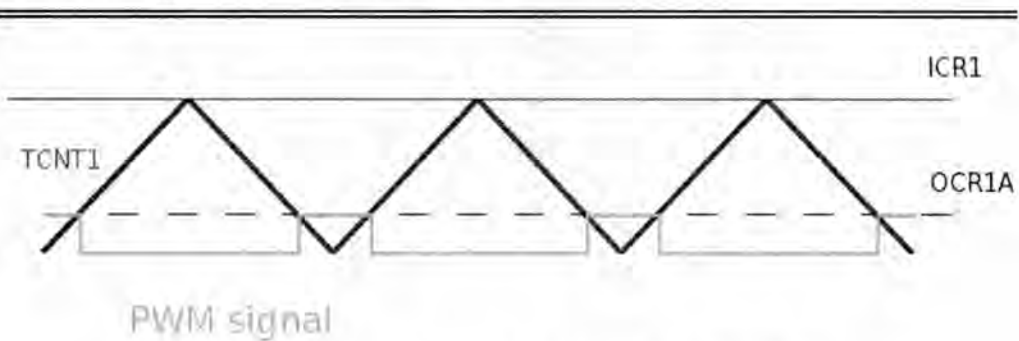


Figura 3.5: Modo de operación 4 de timer del ATMEGA32
(ATMEL Corporation, 2008).

Una cuenta completa de ICR1 representa un periodo completo de onda cuadrada. La modificación de la frecuencia y ancho de pulso se realiza incrementando o decrementando los valores de ICRx y OCRxx respectivamente. Este modo de operación posee dos señales de salida PWM (OC1A y OC1B) y se encuentran en los pines PD.4 y PD.5 del microcontrolador. Los timers 0 y 2 son de 8 bits y pueden contar hasta 255 veces, mientras que el timer 1 posee 16 bits para poder contar hasta 65,535 veces y tener un rango de frecuencias más amplio.

Los timers 0 y 2 se inicializan configurando los registros TCCR_x, mientras que en el timer 1 se deben configurar los registros TCCR1A y TCCR1B. Al establecer los valores a los respectivos registros se inicializan los timers y se programan variables como la pre-escala, modo de operación, activación de las salidas de PWM, forma de la salida PWM (invertida, no invertida o desactivada) y activación de interrupción por timer (véase Anexo).

Para el timer 1 (16 bits) los ajustes de pre-escala, salidas de PWM y modo de operación de timer se establecen de la misma manera que los timers de 8 bits, pero a diferencia de éstos, los bits de configuración se encuentran ubicados de distinta manera y en dos registros separados (véase Anexo).

El ATMEGA32 posee tres interrupciones externas, las cuales al igual que los timers/contadores, son configuradas por medio de registros de 8 bits (véase Anexo)

3.2 Señal portadora.

Para manejo de timers/contadores es indispensable conocer el tiempo de incremento (ciclo de máquina, EQ 12), para después encontrar las relaciones correspondientes para cualquier periodo de tiempo deseado.

$$f_{operación} = 16MHz \text{ (EQ 10)}$$

$$T = \frac{1}{16MHz} = 62.5ns \text{ (EQ 11)}$$

$$\text{Ciclo de Máquina} = 62.5ns \text{ (EQ 12)}$$

La implementación de la señal triangular se implementará por medio del Timer 1, pues cuenta con el modo de operación 4. Sus 16 bits nos permiten el manejo de rangos de frecuencias más amplios, tiene dos salidas de PWM (OC1A y OC1B) para conmutar las dos partes del puente H y se puede realizar la corrección de frecuencia y ancho de pulso. Configurando los registros correspondientes para una pre-escala de 0, modo de operación 4, y salidas de PWM OC1A y OC1B invertida y no invertida respectivamente, los registros de inicialización quedan de la siguiente manera:

$$TCCR1A = 0xA0 \text{ (EQ 13)}$$

$$TCCR1B = 0x11 \text{ (EQ 14)}$$

En primera instancia se define la frecuencia de trabajo máxima (EQ 15) de la onda portadora o triangular y se obtiene el valor del periodo de la señal para conocer el tiempo en que el timer tardará en realizar un ciclo completo.

$$f=300 \text{ kHz.} \quad \text{(EQ 15)}$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{300,000} = 3.3 \mu \text{ (EQ 16)}$$

Para calcular el valor de ICR1 es necesario saber el valor de medio periodo, y programar al timer el valor correspondiente de ICR1 que nos indicará la cuenta máxima y el tiempo de medio periodo, dependiendo de la frecuencia del cristal de trabajo del microcontrolador.

$$\frac{T}{2} = \frac{3.33}{2} = 1.66 \mu s \quad (\text{EQ 17})$$

Tomando en cuenta que al microcontrolador le toma 62.5ns incrementar el contador, calculamos el valor mínimo de ICR1:

$$ICR1_{\min} = \frac{1.66 \mu s}{62.5 n} = 26.56 = 26_{10 \text{ veces}} = 1A_{16} \quad (\text{EQ 18})$$

Valores para señal portadora de frecuencia mínima (100kHz). Ahora se calcula de la misma manera el valor de ICR1 para 100kHz:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100,000} = 10 \mu s \quad (\text{EQ 19})$$

$$\frac{T}{2} = \frac{10 \mu}{2} = 5 \mu s \quad (\text{EQ 20})$$

$$ICR1_{\min} = \frac{5 \mu}{62.5 n} = 80 = 80_{10 \text{ veces}} = 50_{16} \quad (\text{EQ 21})$$

Por lo tanto:

$$1A_{16} \leq ICR1 \leq 50_{16} \quad (\text{EQ 22})$$

Con los valores obtenidos de ICR1L se asegura una frecuencia dentro de un rango de 100kHz y 300kHz. Los valores de OCR1A y OCR1B (ajuste de ancho de pulso) irán variando de acuerdo a la comparación que se haga con la magnitud de la señal moduladora o senoidal.

3.3 Señal moduladora.

En cuanto a la onda senoidal que controlará la modulación del inversor, los únicos parámetros que requiere nuestro programa para poder trabajar de manera correcta son los puntos o muestras de intersección entre señales portadora y moduladora. Para obtener dichos puntos se habrá de discretizar la senoidal en puntos que serán guardados en una tabla dentro del programa para ser manipulados de acuerdo a los parámetros de operación del sistema.

El número de muestras a obtener depende directamente del valor de $ICR1_{min}$, ya que representa la cantidad de veces que el valor de OCR1A y OCR1B pueden cambiar, lo que se traduce en el número de comparaciones que se pueden realizar con la señal portadora y cambiar el ancho de pulso del modulador (Véase Figura 3.6).

$$ICR1_{min} = 26 \text{ muestras. (EQ 23)}$$

Tabla 3.3.1: Discretización de señal senoidal.

Muestras.	Ángulo en grados.	Ángulo en radianes.	Valor del seno.
0	0	0,000	0
1	14	0,244	0,241921896
2	28	0,489	0,469471563
3	42	0,733	0,669130606
4	56	0,977	0,829037573
5	70	1,222	0,939692621
6	84	1,466	0,994521895
7	98	1,710	0,990268069
8	112	1,955	0,927183855
9	126	2,199	0,809016994
10	140	2,443	0,64278761
11	154	2,688	0,438371147
12	168	2,932	0,207911691

13	182	3,176	-0,034899497
14	196	3,421	-0,275637356
15	210	3,665	-0,5
16	224	3,910	-0,69465837
17	238	4,154	-0,848048096
18	252	4,398	-0,951056516
19	266	4,643	-0,99756405
20	280	4,887	-0,984807753
21	294	5,131	-0,913545458
22	308	5,376	-0,788010754
23	322	5,620	-0,615661475
24	336	5,864	-0,406736643
25	350	6,109	-0,173648178
26	360	6,283	0

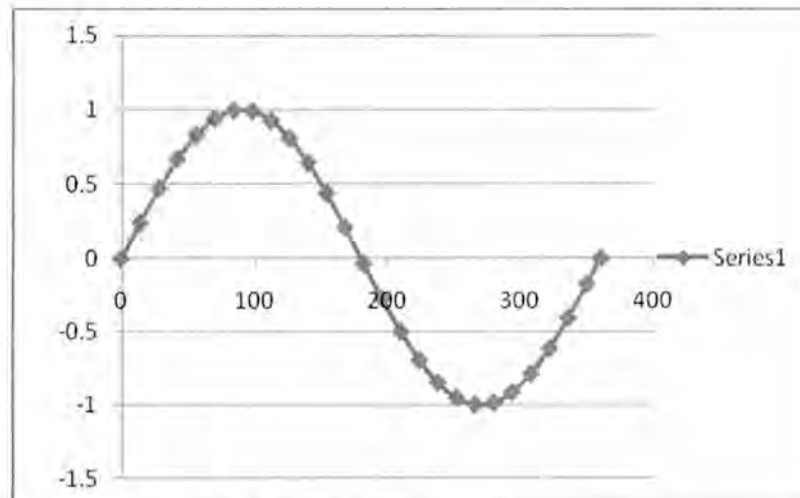


Figura. 3.6: Comparación con señal portadora.

La comparación se realiza cambiando los valores de OCR1A y OCR1B, por los valores muestreados de la senoidal, para cada periodo de la señal triangular. En primera instancia se enciende la salida OC1A y se hacen variar los 13 primeros puntos de la senoidal para la obtención de $+V_{out}$ y enseguida se enciende la salida OC1B para comenzar a conmutar con los siguientes 13 valores y obtener $-V_{out}$.

Para usar las muestras obtenidas de las señal moduladora y cargarlas en OCR1A y OCR1B, y ser comparadas, es necesario multiplicar el número decimal por un valor de normalizado. El cual se considera siempre como el valor de ICR1 en el que se está operando el programa, es decir el valor de normalizado depende siempre de la frecuencia con la que se esté trabajando.

Tabla 3.3.2: Ejemplo de normalizado de valores para ICR=26.

Valor del seno.	Normalizado.	Valor truncado.
0	0	0
0,241921896	6,289969286	6
0,469471563	12,20626063	12
0,669130606	17,39739577	17
0,829037573	21,55497689	22
0,939692621	24,43200814	24
0,994521895	25,85756928	26
0,990268069	25,74696979	26
0,927183855	24,10678022	24
0,809016994	21,03444185	21
0,64278761	16,71247785	17
0,438371147	11,39764982	11
0,207911691	5,405703961	5
-0,034899497	-0,907386914	-1
-0,275637356	-7,166571251	-7
-0,5	-13	-13
-0,69465837	-18,06111763	-18
-0,848048096	-22,0492505	-22
-0,951056516	-24,72746942	-25
-0,99756405	-25,93666531	-26
-0,984807753	-25,60500158	-26
-0,913545458	-23,7521819	-24
-0,788010754	-20,48827959	-20
-0,615661475	-16,00719836	-16
-0,406736643	-10,57515272	-11

-0,173648178	-4,514852619	-5
0	0	0

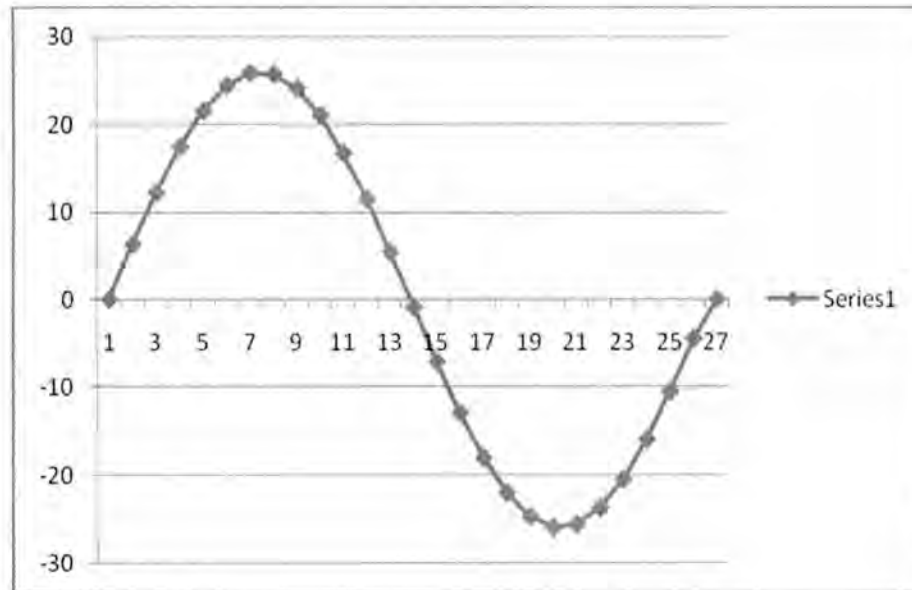


Figura 3.7: Comparación con señal

El timer 0 es el encargado de revisar la conclusión de un periodo de la señal portadora para programar el ancho de pulso (valor de OCR1x). El timer 0 y el timer 1 cuentan simultáneamente, mientras uno se encarga de generar la señal portadora (Timer 1) el otro genera una interrupción al concluir el periodo para programar el nuevo valor de comparación. Configurándose así el timer 0 para dicha labor:

TCCR0=0x09: Modo de operación 2 (interrupción por comparación), pre-escala 0, salida de PWM OCR0 desactivada.

3.4 Requerimientos del Programa

Los requerimientos para el programa son los siguientes:

1. El Timer 1 deberá generar la señal portadora o triangular, realizar la comparación con la onda moduladora y proporcionar las señales de conmutación cuadradas de salida por medio de OCRA y OC1B (véase Anexo).

2. El timer 0 avisará cuando concluya un periodo de la señal portadora y cambiará el valor de comparación para que el timer 1 realice el ajuste y varíe el ancho de pulso. De la misma forma se controlará la cantidad de valores que se han comparado para poder conmutar las señales que irán a las dos partes del Puente H obteniendo el voltaje equivalente a los rizados positivos y negativos de la senoidal (véase Anexo).

3. El timer 2 deberá preguntar cada 24 ms por el puerto B (configurado como puerto de entrada), al cual están conectados 2 botones que controlan la amplitud de la onda senoidal. Por medio de ambos botones se puede aumentar o disminuir la amplitud de la señal de conmutación equivalente a la senoidal en porcentaje, manteniéndose siempre dentro de un rango entre 0% y 100% de amplitud máxima (367Volts). Al cambiar la amplitud los valores de comparación se deberán multiplicar por el nuevo valor de amplitud en porcentaje y guardarse en la tabla correspondiente (véase Anexo).

4. La interrupción 0 es la encargada de aumentar la frecuencia de operación de la señal de conmutación. Si la frecuencia de operación ha llegado al límite superior del rango de ICR1L al presionar el botón el programa deberá hacer caso omiso al botón y respetar la mínima frecuencia de operación. Al corregir frecuencia se deberá corregir el valor de normalizado y multiplicar nuevamente los valores de comparación, guardarlos y finalmente usarlos para mantener la amplitud y evitar distorsiones, obteniendo una señal de conmutación de mejor calidad (véase Anexo).

5. La interrupción 1 es la encargada de disminuir la frecuencia de operación de la señal de conmutación. Si la frecuencia de operación ha llegado al límite inferior del rango de ICR1L al presionar el botón el programa deberá hacer caso omiso al botón y respetar la máxima frecuencia de operación. Al corregir frecuencia se deberá corregir el valor de normalizado y multiplicar nuevamente los valores de

comparación, guardarlos y finalmente usarlos para mantener la amplitud y evitar distorsiones, obteniendo una señal de conmutación de mejor calidad (véase Figura 3.8 y Anexo).

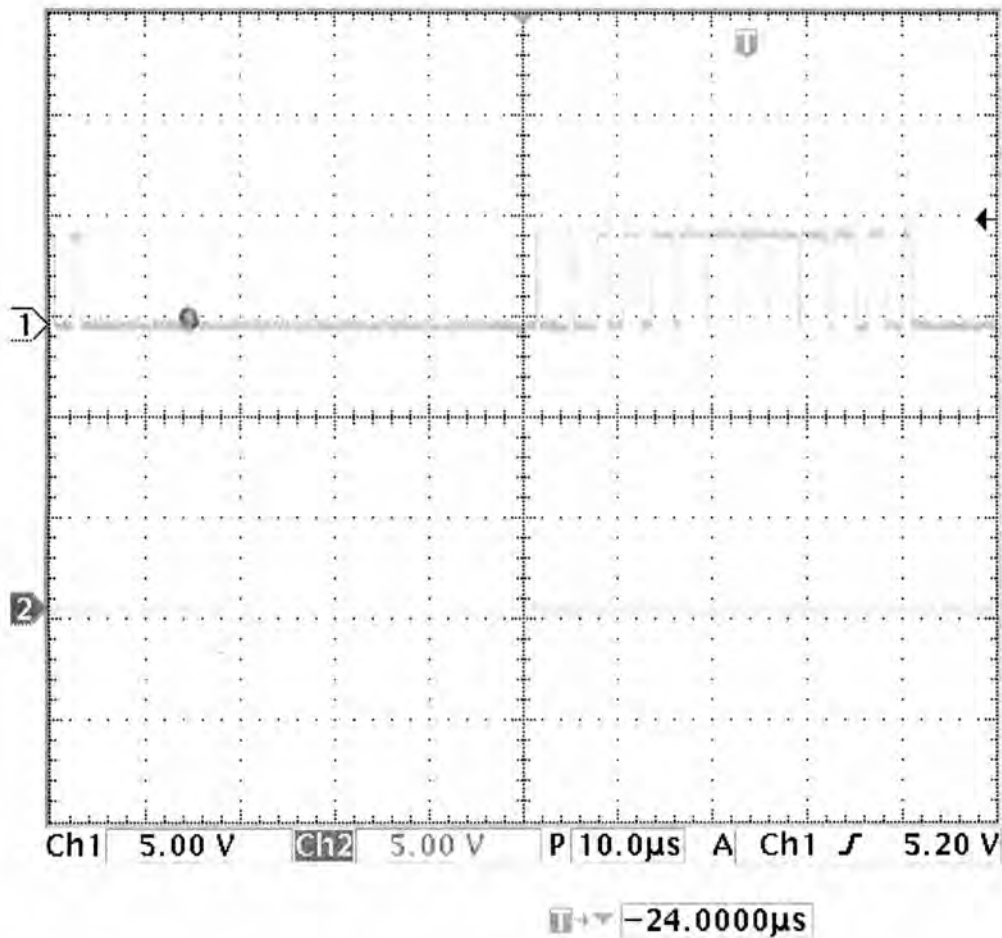


Figura 3.8: Señales de conmutación obtenidas por software (ATMEGA32)
(ATMEL Corporation, 2008).

4 RESULTADOS

4.1 Acoplamiento de etapas.

Revisando las señales de conmutación brindadas por el microcontrolador (véase Figura 4.1) y conectándolas a las respectivas entradas de los Optoacopladores.

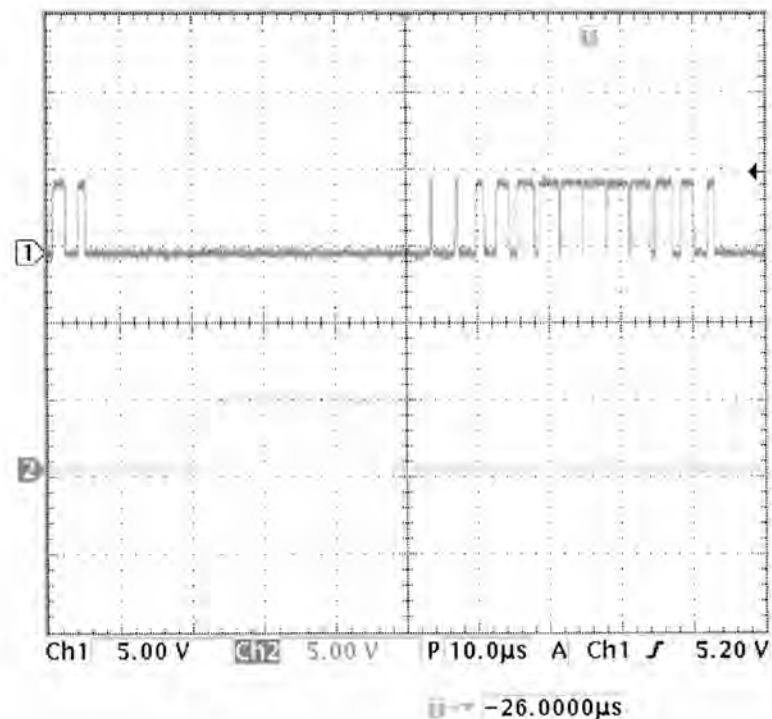


Figura 4.1: Señales de conmutación.

Se realizaron las pruebas de cada parte del sistema por separado, conmutando con una señal cuadrada de frecuencia máxima requerida y verificando el funcionamiento adecuado de los dispositivos. Como primera parte se reviso la salida de los Optoacopladores (véase Figura 4.2). Posteriormente se observo la salida de los drivers IR2113 revisando así el correcto comportamiento de estas activaciones (véase Figura 4.3)

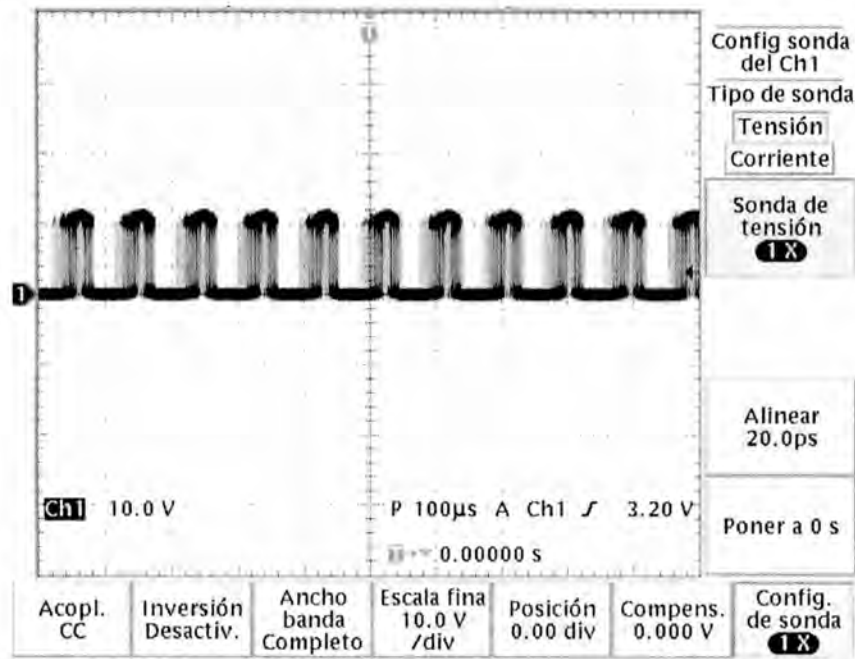


Figura. 4.2: Salida de los Optoacopladores CNW136 A 300 kHz.

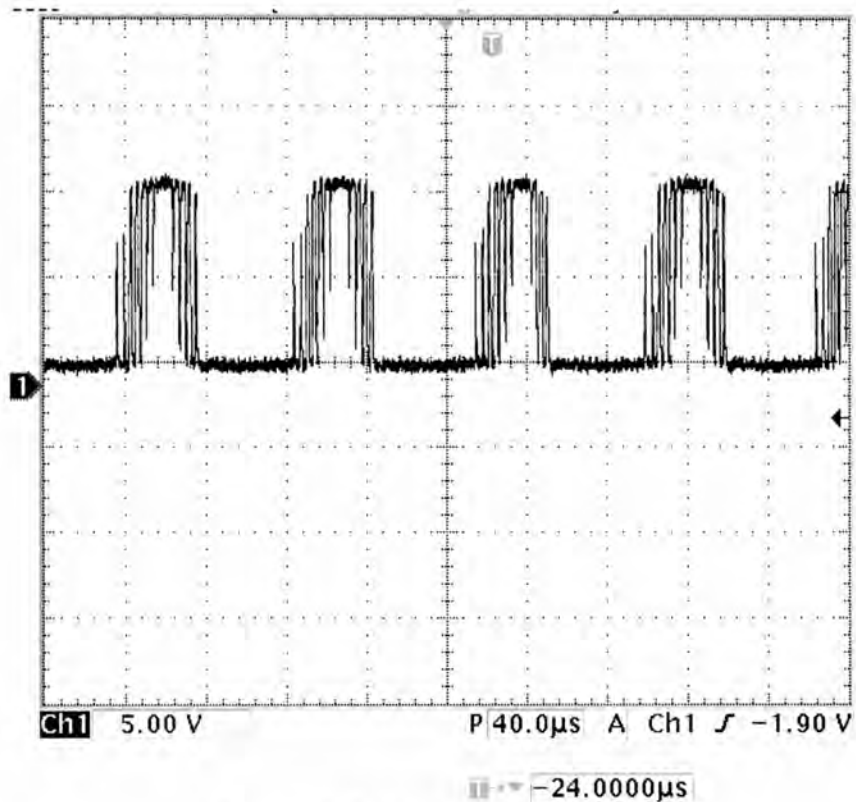


Figura 4.3: Salida de los Drivers IR2113

Se procedió a evaluar el comportamiento general del circuito. Para esto se realizó la unión de dispositivos la cual incluía la unión del microcontrolador al circuito de potencia (véase Figura 4.4). Para esta prueba se alimentó el Puente

H con una fuente de corriente directa de 20V, con el objetivo de ver la conmutación de las señales.

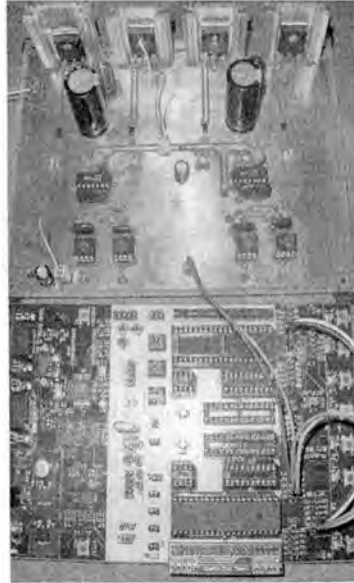


Figura 4.4: Unión de Etapas

Se observó el comportamiento del circuito de manera continua y sin problemas. La prueba a bajo voltaje resultó positiva. Siguiendo una metodología de pruebas, se colocó una fuente conectada en serie para obtener una fuente de corriente directa de 62V. La señal proveniente del microcontrolador y por tanto de conmutación es una onda cuadrada con relación de trabajo del 50% y frecuencia de operación de 300kHz. Viendo así el resultado inequívoco de la conmutación de los MOSFETs en la resistencia de carga en el puente H (véase Figura 4.5).

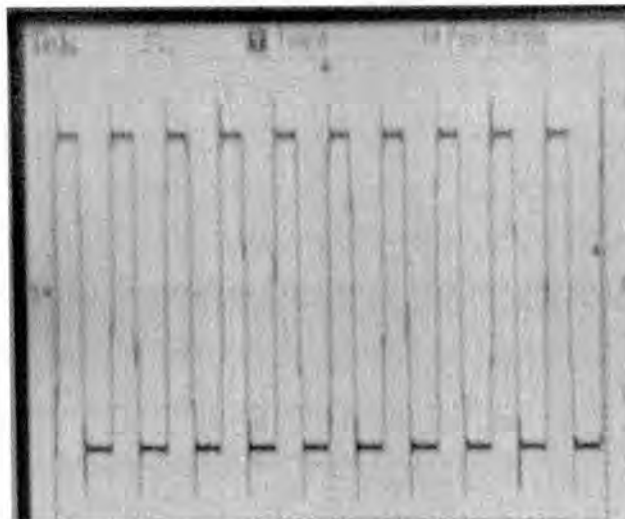


Figura 4.5: Unión de Etapas

Utilizando la señal con relación de trabajo de 50% con frecuencia máxima de operación y una alimentación DC obtenida de nuestro circuito duplicador de voltaje a 350V conectado al Puente H, se realizaron las mediciones correspondientes (véase Figura 4.6). Al acercar la punta del osciloscopio al circuito de potencia, se observó la chispa de voltaje en la resistencia de carga.

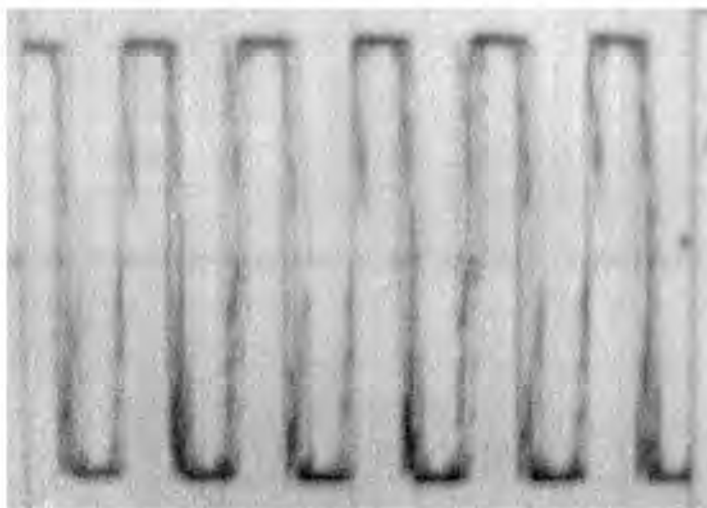


Figura 4.6: Conmutación del Puente H a Alto Voltaje.

Utilizando software de diseño para circuitos electrónicos, se realizó el diseño de pistas y soldado de elementos en la misma (véase Figura 4.7 y Figura 4.8).

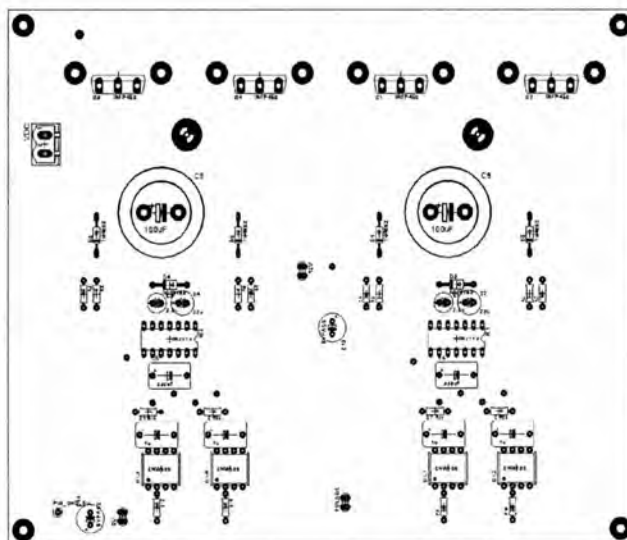


Figura 4.7: Esquemático del Circuito de Potencia

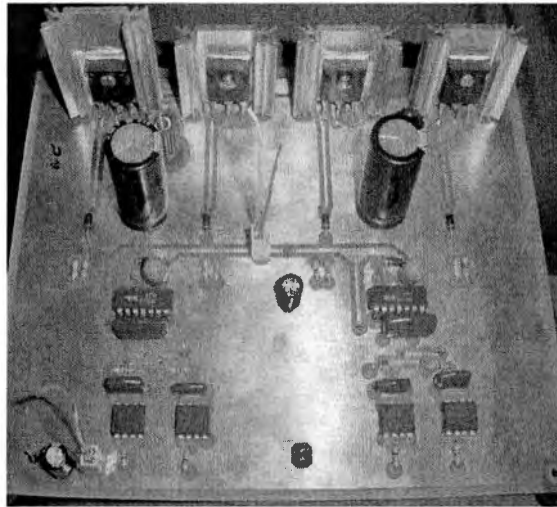


Figura 4.8: Tarjeta Fenólica

4.2 Implementación de Dispositivos

Par la aplicación de la señal de potencia, se cuenta con el electrodo correspondiente del electrobisturí y un parche para el retorno de corriente. Los presentes dispositivos se encuentran conectados al Puente H sustituyendo a la resistencia de carga junto con el tejido orgánico (véase Figura 4.9).

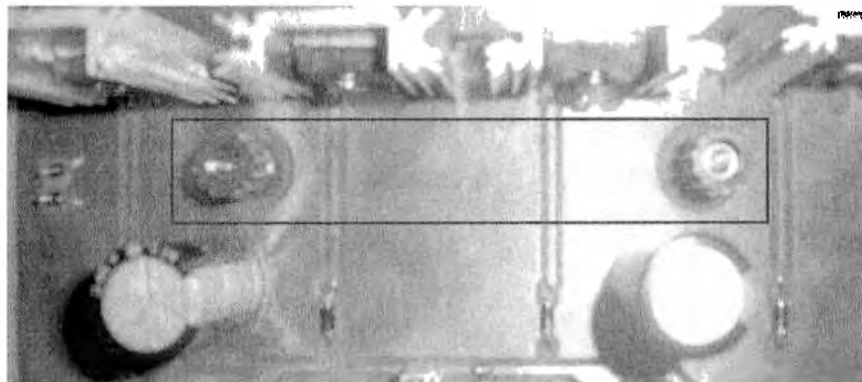


Figura 4.9: Carga sobre el circuito

Los elementos que se adaptaron a este circuito fueron un electrobisturí de *Bovie Medical Group BV-ESPR* y un parche etn170 (véase Figura 4.10). Ambos dispositivos pueden ser adquiridos en cualquier depósito de equipo médico.

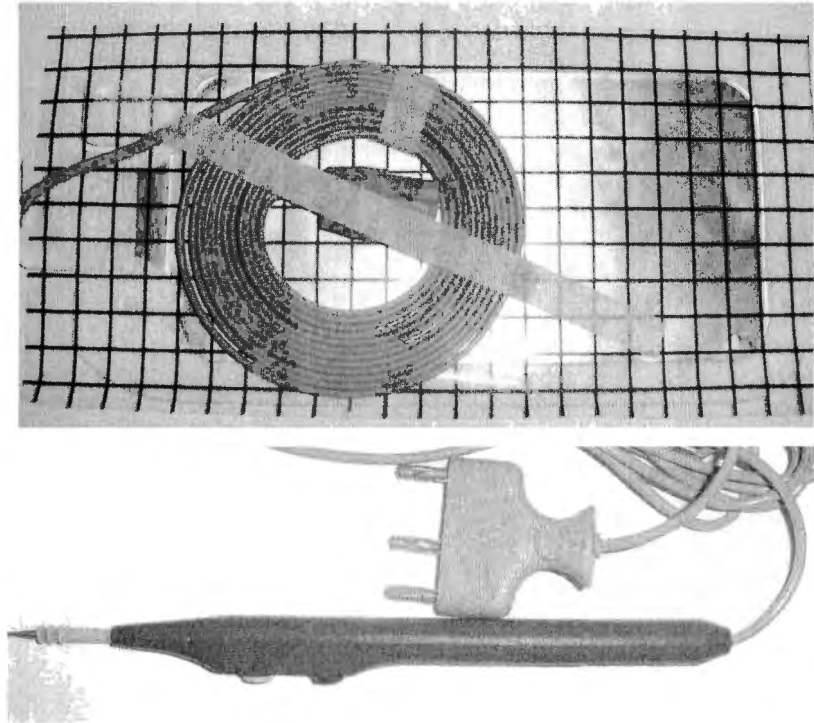


Figura 4.10: Parche y Electrocauterio

A continuación en la Figura 4.11, se muestra el circuito terminado con los dispositivos implementados:

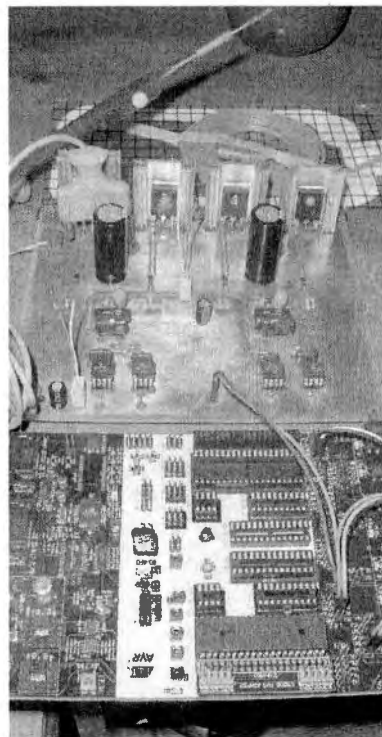


Figura 4.11: Elementos Acoplados al circuito

4.3 Visualización de Señales

Para el correcto uso del presente proyecto es necesario tomar en cuenta la amplitud de la señal y su frecuencia de operación. Se ha mencionado la importancia de trabajar con señales superiores a los 100kHz para no intervenir con las señales del cuerpo humano. El microcontrolador ATMEGA 32 cuenta con la característica de programación, en la que podemos visualizar tanto amplitud como frecuencia. Es importante tener en cuenta estas señales de trabajo para poder realizar un corte adecuado.

Se integró un LCD al microcontrolador con el cual se visualizará las características de las señales de conmutación (véase Figura 4.12). Con esta característica el usuario podrá controlar tanto intensidad de corte como frecuencia de operación. Cabe mencionar que esta frecuencia no es menor al tiempo de respuesta de los MOSFETS el cuál es de 92ns. La Frecuencia y Amplitud tienen los siguientes rangos:

- **Amplitud:** de 0 a 100% (5V)
- **Frecuencia:** de 100kHz a 300kHz

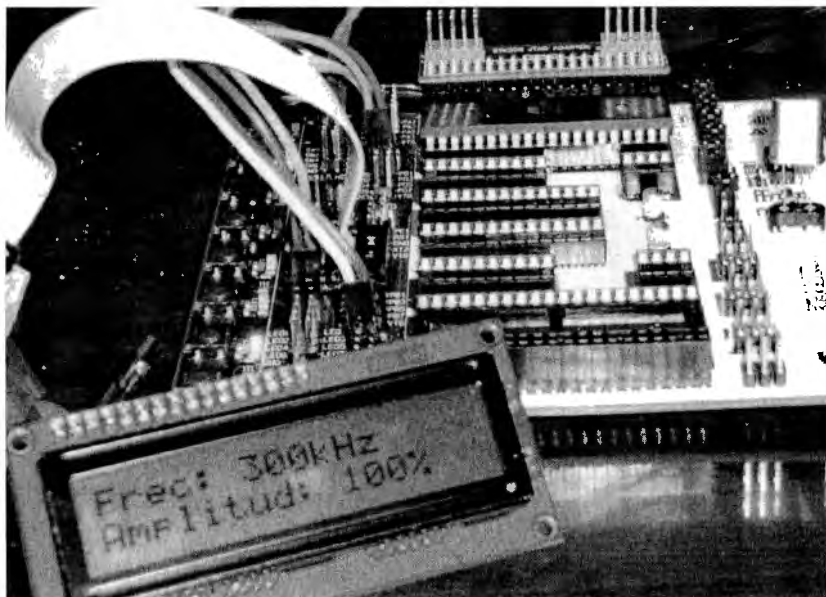


Figura 4.12: LCD integrado al microcontrolador ATMEGA 32

La integración de este LCD al circuito hace más sencillo poder conocer las características de las señales de conmutación al visualizarlas durante la realización del corte (véase Figura 4.13). Con esto logramos dar al usuario una mayor visión y facilidad de uso en el presente electrobisturí.

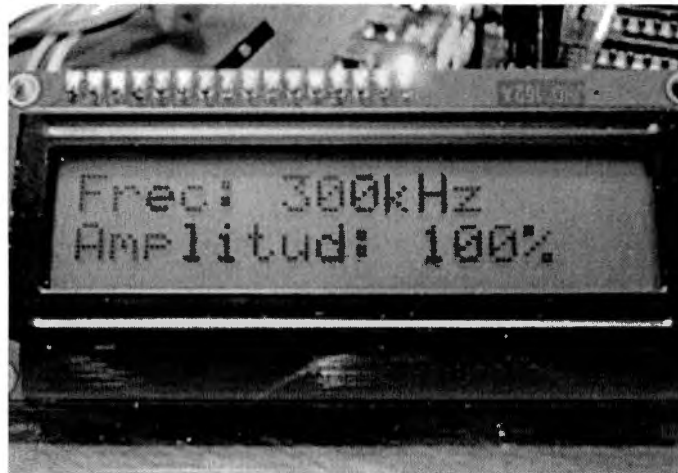


Figura 4.13: Visualización de las señales

5 TRABAJO FUTURO

En el presente proyecto existen áreas de oportunidad, para la mejora y término del mismo, que presentan la posibilidad de trabajarse y llevarse a cabo en un futuro. Algunos de los objetivos pendientes para trabajo futuro, que complementarán y concluirán con el proyecto son los siguientes:

- Búsqueda y aplicación de un microcontrolador con frecuencias de operación mayores a las utilizadas, con la finalidad de mejorar la calidad de las señales de control y tener mayor capacidad de muestreo en la discretización de señales moduladoras.
- Diseño e implementación de los circuitos para corte bipolar, de acuerdo a los requerimientos de señal establecidos en el presente trabajo.
- Diseño e implementación del circuito generador de señales para coagulación, de acuerdo a los requerimientos de señal establecidos en el presente trabajo.
- Diseño e implementación del control digital (PID) inteligente para el sistema de electrocirugía, el cual deberá de medir la corriente en todo momento y mantenerla constante ante un eventual cambio de impedancia (cambio de tipo de tejido durante el corte) ajustando la amplitud o viceversa.
- Diseño y manufactura de la presentación final del sistema de electrocirugía, con las entradas estandarizadas para el parche y electrodo, displays de monitoreo, aislamiento interno del circuito de potencia con la carcasa, etc.
- Sustitución de fuente de voltaje de corriente directa (duplicador/rectificador de voltaje) por un método que asegure los requerimientos de potencia del sistema de corte monopolar.

- Implementación de circuitos y componentes de protección contra corto circuito, para protección del sistema (Transductores tipo Hall, fusibles, etc.).
- Implementación de circuitos y componentes de protección contra corto circuito, para protección del paciente (continuidad de parche para evitar arcos eléctricos en pacientes).
- Documentación de voltajes óptimos para distintas frecuencias de operación de la señal de corte en distintos tipos de tejidos orgánico.

5.1 Conclusiones Generales

Desde un inicio este proyecto se tomó como un reto. Es la culminación de los conocimientos adquiridos a lo largo de nueve semestres de estudios profesionales. El resultado de nuestra investigación preliminar nos dio las bases para iniciar el diseño electrónico y de conmutación de este proyecto. La base teórica es fundamental para poder tener las herramientas necesarias al emprender un diseño. El apoyo de maestros y asesores será fundamental para el proyecto, al igual que el compromiso que se ha mostrado hasta el momento.

Este proyecto tiene un gran futuro. Actualmente se han sentado las bases de Electrónica de Potencia así como de Señales de Conmutación para el desarrollo de un dispositivo altamente competitivo en el mercado. Las herramientas de simulación para la etapa de Control fueron de vital importancia ya que nos dieron la seguridad de que nuestras señales de alimentación a los Optoacopladores eran las indicadas. Como en un inicio la señal con frecuencia de 390 kHz se mantuvo, dando así activación a los MOSFETS a través de los Drivers IR2113. En las etapas de prueba sobre una resistencia de 4.7 k Ohms se logró ver la señal adecuada. Como se menciona en el capítulo 4, no se observa una señal totalmente senoidal. Esto se debe a la velocidad de nuestro microcontrolador. Uno de los cambios fundamentales para mejorar el

desempeño de este proyecto es la sustitución del microcontrolador por uno más potente que permita discretizar la señal a más de los 26 valores utilizados en este proyecto.

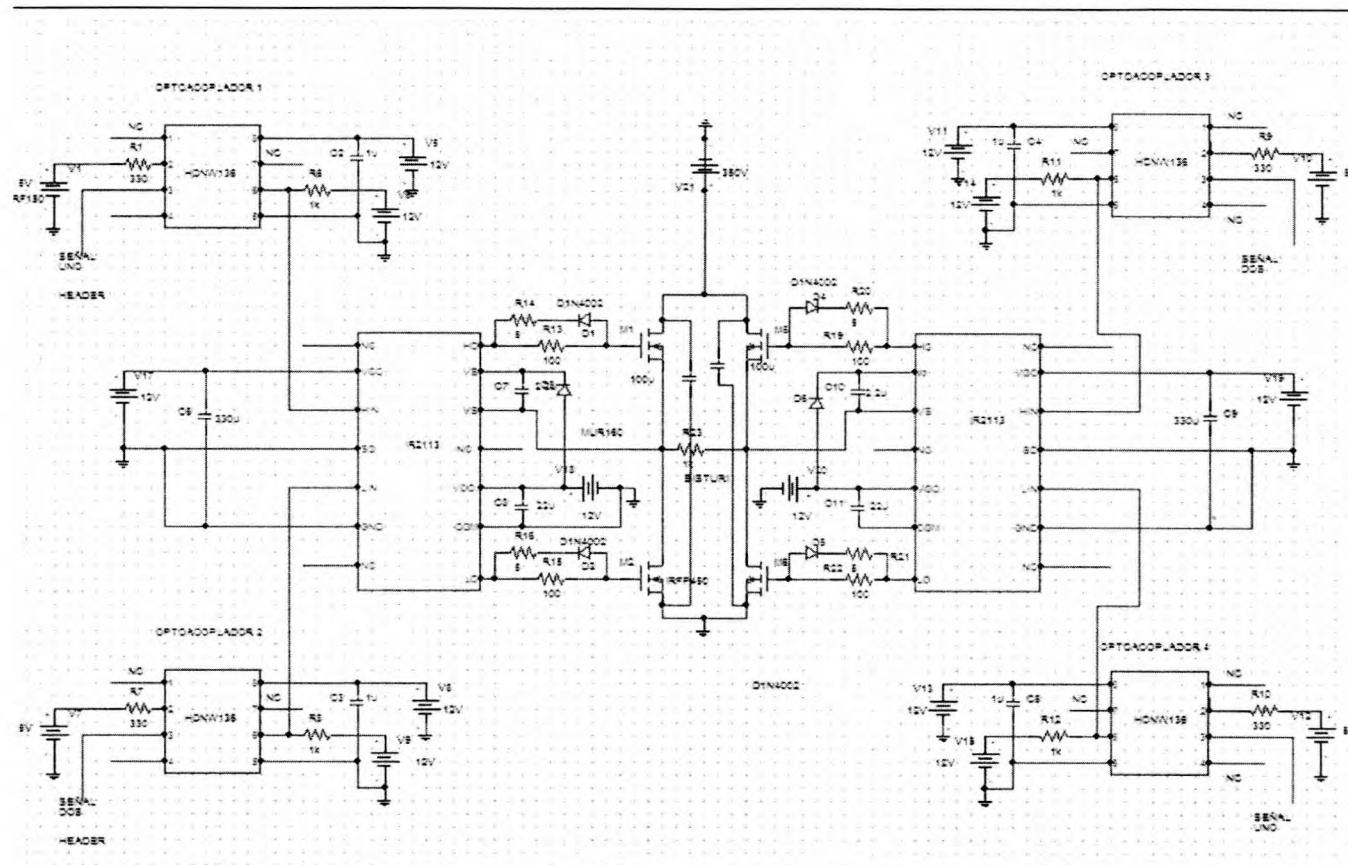
Una importante ventaja de este proyecto es su portabilidad. Los dispositivos de electrocirugía son aparatos exclusivamente usados en las salas de cirugía. Tenemos un circuito cuyo peso no supera los 2 kilos, ambulancias y salas de emergencia podrían llegar a utilizar este dispositivo para prevención de hemorragias. Durante la etapa de pruebas de este circuito se pudo observar un consumo importante de corriente, aún cuando se ponía una resistencia de buen tamaño. Si este dispositivo se probara sobre tejido orgánico, el consumo de corriente sería mayor ya que la impedancia máxima del cuerpo humano la de tejido cicatrizado o fibroso y se estima en los 400 Ohms. Es aquí donde entra la etapa de control PID, mencionada en el apartado de Trabajo Futuro, este controlador limitaría el paso de corriente al circuito protegiendo no solo a este sino al paciente.

El arco eléctrico se genera incluso al acercarse la punta del osciloscopio a menos de dos centímetros lo cual nos muestra la potencia y cuidado que se debe tener con este circuito. Este dispositivo tiene el diseño para transformar la energía eléctrica en calor con el fin de cortar o eliminar tejido blando. Como nos hemos dado cuenta, al ser el electrobisturí un aparato eléctrico, su uso no está libre de complicaciones y su diseño y pruebas debe ser documentado para la corrección de errores y mejoras continuas. Una importante consideración es que durante la realización de pruebas la señal entregada no debe interferir con las señales del cuerpo humano ya que está por encima de 100k Hz.

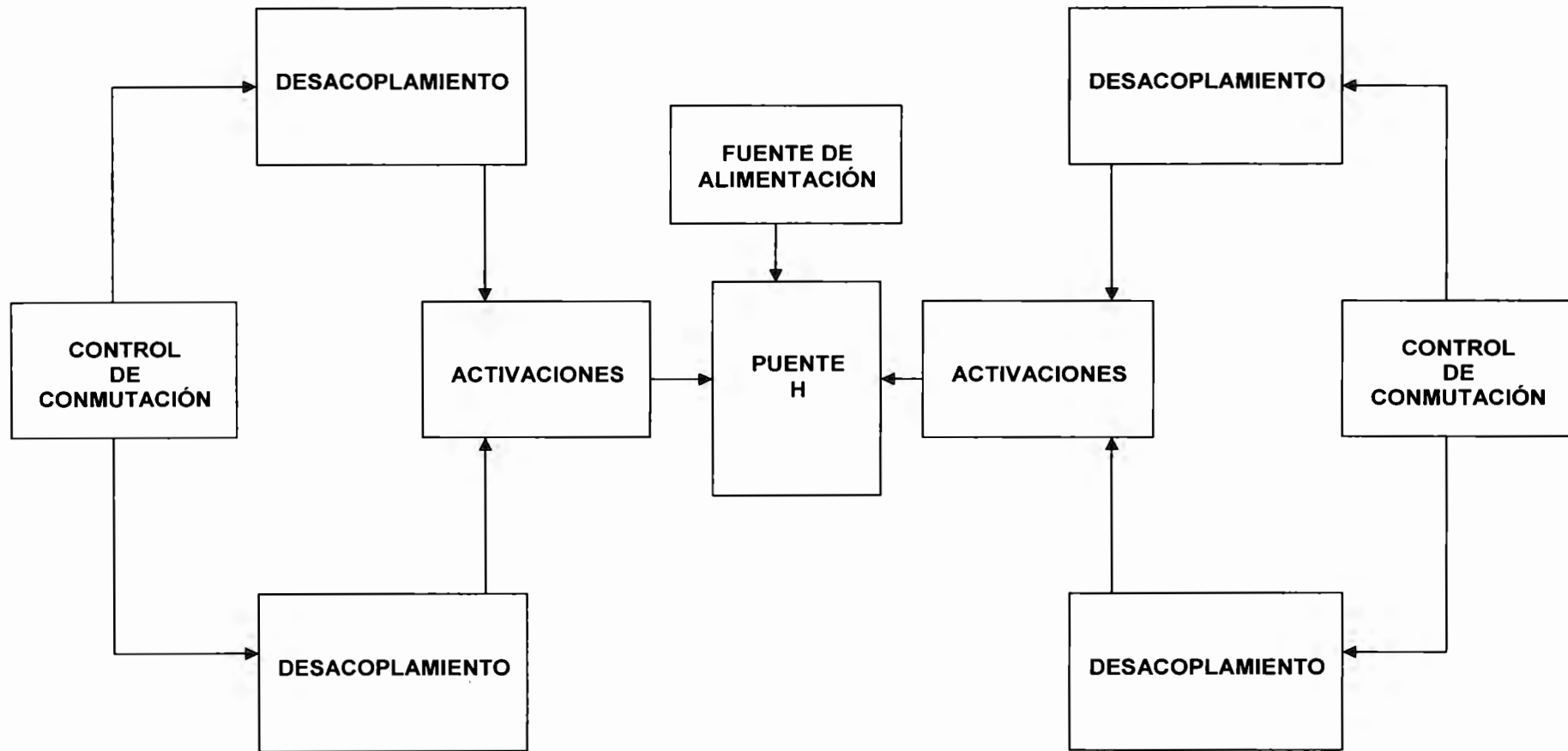
Siempre que se realicen pruebas, se deben hacer por partes, con la seguridad de no conectar todo al mismo tiempo o realizar cambios cuando el circuito tenga carga. Estas importantes consideraciones, así como el cálculo correcto del Capacitor de Bootstrap, selección de MOSFETS e implementación de pruebas son de gran importancia para un proyecto que combina electrónica y Control.

6 ANEXOS

ANEXO 6.1 Circuito Completo



ANEXO 6.1.1 Circuito por Etapas



ANEXO 6.2 Tabla de Componentes

Los elementos mínimos para reproducir el presente sistema son:

Elemento y Fabricante	Cantidad	Costo (MXP)
• Optoacopladores HCNW136 de Alta Velocidad (Aguilent)	4	\$ 33.00
• Drivers IR2114a 600V (International Rectifier)	2	\$ 62.00
• MOSFETS IRFP450 (International Rectifier)	4	\$ 42.75
• Capacitores de Tantalio 2.2 micros y 22 micros	2 c/u	\$ 34.00
• Diodos MUR160	2	\$ 10.00
• Diodos IN4148	4	\$ 5.00
• Capacitores de 33 micros	4	\$ 16.00
• Capacitores de 222 micros	2	\$ 17.00
• Resistencias de 100 Ohms	4	\$ 4.00
• Resistencias de 33 Ohms	4	\$ 4.00
• Capacitores de 100u a 450V	3	\$ 72.00
• Capacitores de 100u a 200V	1	\$ 19.00
• Diodos IN4004	2	\$ 5.00
• AVR STK500 (AVR)	1	\$ 1300.00
• JTAGICE mkII (AVR)	1	\$ 3500.00

TOTAL

\$ 5, 134.75

6.3 Configuración del Microcontrolador

Timer 0 y 2.

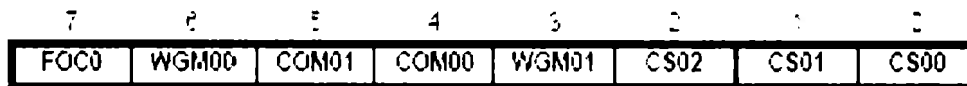


Figura 6.1: Registro TCCR para configuración de timers 0 y 2 (ATMEL Corporation, 2008).

La selección de pre-escala. Se realiza con los bits CS00, CS01, CS02.

CS00	CS01	CS02	Función.
0	0	0	Timer inhabilitado.
0	0	1	Sistema de reloj sin pre-escala (CK).
0	1	0	Pre-escala=8 (CK/8).
0	1	1	Pre-escala=64 (CK/64).
1	0	0	Pre-escala=256 (CK/256).
1	0	1	Pre-escala=1024 (CK/1024).
1	1	0	Contador de flancos de bajada.
1	1	1	Contador de flancos de subida.

Tabla 6.3.1: Pre-escalas de ATMEGA32.

El modo de operación de timer se configura con los bits WGM00 y WGM01.

Modo.	WGM01	WGM00	Descripción.
0	0	0	Cuenta normal a 0xFF.
1	0	1	PWM con corrección de fase.
2	1	0	Comparación con la cuenta.
3	1	1	PWM rápido.

Tabla 6.3.2: Modos de operación de timers 0 y 2.

Salidas de PWM.

COM01	COM00	Descripción.
0	0	Salida de PWM desconectada.
0	1	Salida alternante.
1	0	Salida de PWM normal.
1	1	Salida de PWM negada.

Tabla 6.3.3: Configuración de salidas de PWM.

Timer 1.

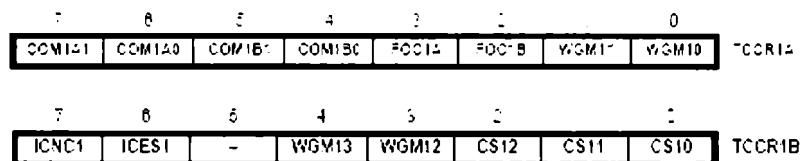


Figura 6.2: Registros de configuración para timer 1 (ATMEL Corporation, 2008).

Interrupciones.

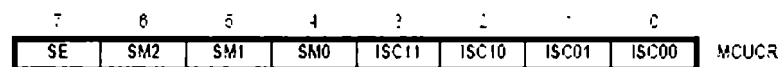


Figura 6.3: Registro de configuración de interrupciones externas (ATMEL Corporation, 2008).

Habilitación de interrupciones.

ISC11	ISC10	ISC01	ISC00	Descripción.
----	----	0	0	Interrupción 0 inhabilitada.
----	----	0	1	Interrupción en bajo.
----	----	1	0	Interrupción por flanco de bajada.
----	----	1	1	Interrupción por flanco de subida.
0	0	----	----	Interrupción 1 inhabilitada.
0	1	----	----	Interrupción en bajo.
1	0	----	----	Interrupción por flanco de bajada.
1	1	----	----	Interrupción por flanco de subida.

Tabla 6.3.4: Inicialización de interrupciones.

ANEXO 6.4 Programación

Interrupciones.

- *interrupt [EXT_INT0] void ext_int0_isr(void) {}*

Se utiliza la interrupción externa 0 (pin PD.2 del ATMEGA32) configurada en flanco de bajada y activada por un switch de tipo botón. Al realizarse la interrupción por hardware el programa pregunta por el valor de la variable que controla la frecuencia de la señal de corte (ICR1L), si esta tiene programado el valor del límite inferior del rango ($1A_{16} = 300\text{kHz}$) ignora la acción, respetando así el rango de frecuencias preestablecido. Al tener programado cualquier otro valor en ICR1L, se modifica la frecuencia restándole 2 unidades a ICR1L y programando el nuevo valor al microcontrolador.

Cada que se presenta un cambio en el valor de ICR1L, se compara este, para asignarle al display LCD el valor correspondiente a la frecuencia de operación en ese momento.

El proceso de normalizado se lleva a cabo recién se modifica la frecuencia de operación de la señal, con la finalidad de conservar la amplitud que este programada en ese momento al cambiar el valor de ICR1L. El normalizado consiste en multiplicar los valores antes muestreados de una señal senoidal, que se encuentran guardados en una tabla, por el valor de ICR1L para adaptar las muestras de la discretización de la señal senoidal al timer 1, al programa y a la amplitud deseada.

- *interrupt [EXT_INT1] void ext_int1_isr(void) {}*

Se utiliza la interrupción externa 1 (pin PD.3 del ATMEGA32) configurada en flanco de bajada y activada por un switch de tipo botón. Al realizarse la interrupción por hardware el programa pregunta por el valor de la variable que controla la frecuencia de la señal de corte (ICR1L), si esta tiene programado el valor del límite superior del rango ($50_{16} = 100\text{kHz}$) ignora la acción, respetando así el rango de frecuencias preestablecido. Al tener programado cualquier otro

valor en ICR1L, se modifica la frecuencia sumándole 2 unidades a ICR1L y programando el nuevo valor al microcontrolador.

Cada que se presenta un cambio en el valor de ICR1L, se compara este, para asignarle al display LCD el valor correspondiente a la frecuencia de operación en ese momento. El proceso de normalizado se lleva a cabo recién se modifica la frecuencia de operación de la señal, con la finalidad de conservar la amplitud que este programada en ese momento al cambiar el valor de ICR1L. El normalizado consiste en multiplicar los valores antes muestreados de una señal senoidal, que se encuentran guardados en una tabla, por el valor de ICR1L para adaptar las muestras de la discretización de la señal senoidal al timer 1, al programa y a la amplitud deseada.

Timer 1.

El timer 1 se configura en modo Modulación de ancho de pulso (PWM) con corrección de relación de trabajo y frecuencia. Las dos salidas de control las da el microcontrolador por medio de los pines PD.4 y PD.5 respectivamente.

- `interrupt [TIMO_COMP] void timer0_comp_isr(void){}`

El timer cero en el programa corre de manera paralela y simultánea al timer 1, de manera que al cumplirse un periodo de onda cuadrada, se corrige la relación de trabajo para el próximo periodo, programando uno por uno los valores obtenidos de la discretización de la senoidal y cambiando siempre la relación de trabajo para cada periodo.

La señal de conmutación equivalente al rizo positivo de la senoidal se obtiene por el pin PD.4, esto se refiere a la programación de los primeros 13 valores que controlan y conmutan la configuración positiva del puente H (+V_o). Las siguientes 13 comparaciones o periodos se obtienen en el PIN PD.5 que conmutan la configuración negativa del puente H (-V_o).

- `interrupt [TIM2_COMP] void timer2_comp_isr(void)`

El timer 2 se encarga de preguntar cada 24 ms por el Puerto C del ATMEGA32, el cual está conectado a 2 switches de tipo botón. Dependiendo del estado del puerto se modifica la amplitud (se incrementa o decrementa), la cual inicialmente se encuentra al 100%. El valor de la variable que controla la amplitud siempre se mantiene dentro de un rango preestablecido (0-1.0).

Al modificar la amplitud se realiza de nueva cuenta el proceso de normalizado de los valores para adaptarlos de acuerdo al programa, al timer 1 y a la amplitud deseada. El despliegue de la amplitud en el display LCD, se realiza utilizando el código ASCII de los caracteres utilizados, por medio de un logaritmo que relaciona el cambio en el código ASCII de los mismos.

```
*****  
Proyecto : Señales de conmutación.  
Fecha : 18/11/2008  
Autores: Felipe Méndez Reguera. Jorge Hadad Bellamy  
Micro: AVR ATmega32  
Frecuencia de reloj : 16,000000 MHz  
*****/
```

```
#include <mega32.h>  
// Librería LCD  
#asm  
    .equ __lcd_port=0x18 ;PORTB  
#endasm  
#include <lcd.h>  
unsigned char cuenta=0;  
float  
valoresdec[26]={0,0.241921,0.469471,0.66913,0.829037,0.939692,0.994521,0.  
990268,0.927183,0.809016,0.642787,0.438371,0.207911,0,0.241921,0.469471  
,0.66913,0.829037,0.939692,0.994521,0.990268,0.927183,0.809016,0.642787,  
0.438371,0.207911};  
unsigned char valoresent[26]={0,6,12, 17,22,24,26,26,24,21,17,11,5,0,6,12,  
17,22,24,26,26,24,21,17,11,5};  
float amplitud=1.0;  
float correcciondec;  
unsigned char correccionent;  
unsigned char contajusampli=0;  
unsigned char contlectura=0;  
unsigned char lectura;  
char lcdx=49;  
char lcdy=48;
```

```
char lcdz=48;
//Rutina de interrupción externa 0
interrupt [EXT_INT0] void ext_int0_isr(void)
{
if(ICR1L>0x1A)
{
ICR1L=ICR1L-2;
OCR0=OCR0-4;
//Despliegue LCD-inicio
switch (ICR1L) {
case 26:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("300");
break;
case 28:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("286");
break;
case 30:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("267");
break;
case 32:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("250");
break;
case 34:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("235");
break;
case 36:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("222");
break;
case 38:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("211");
break;
case 40:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("200");
break;
case 42:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("190");
break;
case 44:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("182");
break;
}
```

```
case 46:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("174");
break;
case 48:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("167");
break;
case 50:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("160");
break;
case 52:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("154");
break;
case 54:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("148");
break;
case 56:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("143");
break;
case 58:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("138");
break;
case 60:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("133");
break;
case 62:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("129");
break;
case 64:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("125");
break;
case 66:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("121");
break;
case 68:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("118");
break;
case 70:
lcd_gotoxy(6,0);
```

```
    lcd_putsf("114");
    break;
    case 72:
    lcd_gotoxy(6,0);
    lcd_putsf("111");
    break;
    case 74:
    lcd_gotoxy(6,0);
    lcd_putsf("108");
    break;
    case 76:
    lcd_gotoxy(6,0);
    lcd_putsf("105");
    break;
    case 78:
    lcd_gotoxy(6,0);
    lcd_putsf("103");
    break;
    case 80:
    lcd_gotoxy(6,0);
    lcd_putsf("100");
    break;
};
// Despliegue LCD-fin
correcciondec=ICR1L*amplitud;
correccionent=correcciondec;
for (contajusampli=0; contajusampli<26; contajusampli++)
{
valoresent[contajusampli]=valoresdec[contajusampli]*correccionent;
}
contajusampli=0;
}
else
{
}
// Normalizado
}
//Rutina de interrupción externa 1
interrupt [EXT_INT1] void ext_int1_isr(void)
{
if(ICR1L<0x50)
{
ICR1L=ICR1L+2;
OCR0=OCR0+4;
// Despliegue LCD-inicio
switch (ICR1L) {
case 26:
    lcd_gotoxy(6,0);
    lcd_putsf("300");
    break;
```



```
case 28:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("286");
break;
case 30:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("267");
break;
case 32:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("250");
break;
case 34:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("235");
break;
case 36:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("222");
break;
case 38:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("211");
break;
case 40:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("200");
break;
case 42:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("190");
break;
case 44:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("182");
break;
case 46:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("174");
break;
case 48:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("167");
break;
case 50:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("160");
break;
case 52:
lcd_gotoxy(6,0);
```

```
lcd_putsf("154");
break;
case 54:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("148");
break;
case 56:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("143");
break;
case 58:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("138");
break;
case 60:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("133");
break;
case 62:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("129");
break;
case 64:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("125");
break;
case 66:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("121");
break;
case 68:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("118");
break;
case 70:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("114");
break;
case 72:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("111");
break;
case 74:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("108");
break;
case 76:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("105");
break;
```

```
case 78:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("103");
break;
case 80:
lcd_gotoxy(6,0);
lcd_putsf("100");
break;
};
// Despliegue LCD-fin
correcciondec=ICR1L*amplitud;
correccionent=correcciondec;
for (contajusampli=0; contajusampli<26; contajusampli++)
{
valoresent[contajusampli]=valoresdec[contajusampli]*correccionent;
}
contajusampli=0;
}
else
{
}
// Rutina normalizado
}
// Interrupción Timer 0 en modo comparación
interrupt [TIM0_COMP] void timer0_comp_isr(void)
{
if (cuenta<13)
{
TCCR1A=0x80;
OCR1A=valoresent[cuenta];
cuenta++;
}
else {
if(cuenta<26)
{
TCCR1A=0x20;
OCR1B=valoresent[cuenta];
cuenta++;
}
else
{
TCCR1A=0x80;
cuenta=0;
OCR1A=valoresent[cuenta];
cuenta++;
}
}
}
//Codigo
}
```

```
//Interrupcion Timer 2
interrupt [TIM2_COMP] void timer2_comp_isr(void)
{
if(contlectura==17)
{
contlectura=0;
lectura=PINC;
switch(lectura)
{
case 194:
if (amplitud>=0.02)
{
amplitud=amplitud-0.02;
correcciondec=ICR1L*amplitud;
correccionent=correcciondec;
for (contajusampli=0; contajusampli<26; contajusampli++)
{
valoresent[contajusampli]=valoresdec[contajusampli]*correccionent;
}
contajusampli=0;
// Despliegue LCD-inicio
if (lcdz==48 & lcdy==48 & lcdx==49)
{
lcdz=lcdz+8;
lcd_gotoxy(12,1);
lcd_putchar(lcdz);
lcdy=lcdy+9;
lcd_gotoxy(11,1);
lcd_putchar(lcdy);
lcdx=lcdx-1;
lcd_gotoxy(10,1);
lcd_putchar(lcdx);
}
else{
if (lcdz!=48)
{
lcdz=lcdz-2;
lcd_gotoxy(12,1);
lcd_putchar(lcdz);
}
else{
lcdz=lcdz+8;
lcd_gotoxy(12,1);
lcd_putchar(lcdz);
lcdy=lcdy-1;
lcd_gotoxy(11,1);
lcd_putchar(lcdy);
}
}
}
// Despliegue LCD-fin
```

```
}
else
{}
break;
case 193:
if(amplitud<1.0)
{
amplitud=amplitud+0.02;
correcciondec=ICR1L*amplitud;
correccionent=correcciondec;
for (contajusampli=0; contajusampli<26; contajusampli++)
{
valoresent[contajusampli]=valoresdec[contajusampli]*correccionent;
}
contajusampli=0;
// Despliegue LCD-inicio
if (lcdz==56 & lcdy==57 & lcdx==48)
{
lcdx=lcdx+1;
lcd_gotoxy(10,1);
lcd_putchar(lcdx);
lcdy=lcdy-9;
lcd_gotoxy(11,1);
lcd_putchar(lcdy);
lcdz=lcdz-8;
lcd_gotoxy(12,1);
lcd_putchar(lcdz);
}
else{
if (lcdz!=56)
{
lcdz=lcdz+2;
lcd_gotoxy(12,1);
lcd_putchar(lcdz);
}
else{
lcdz=lcdz-8;
lcd_gotoxy(12,1);
lcd_putchar(lcdz);
lcdy=lcdy+1;
lcd_gotoxy(11,1);
lcd_putchar(lcdy);
}
}
}
}
else
{}
break;
}
}
```

```
else{
contlectura++;
}
//Codigo
}
void main(void)
{
// Reset
if (MCUCSR & 1)
{
// Power-on Reset
MCUCSR=0;
}
else if (MCUCSR & 2)
{
// External Reset
MCUCSR=0;
}
else if (MCUCSR & 4)
{
// Brown-Out Reset
MCUCSR=0;
}
else
{
// Watchdog Reset
MCUCSR=0;
};
// Input/Output Inicialización de puertos
// Port A initialization
// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In
Func0=In
// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T
State0=T
PORTA=0x00;
DDRA=0x00;
// Port B initialization
// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In
Func0=In
// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T
State0=T
PORTB=0x00;
DDRB=0x00;

// Port C initialization
// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In
Func0=In
// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T
State0=T
PORTC=0x00;
```

```
DDRC=0x00;
// Port D initialization
// Func7=In Func6=In Func5=Out Func4=Out Func3=In Func2=In Func1=In
Func0=In
// State7=T State6=T State5=0 State4=0 State3=T State2=T State1=T State0=T
PORTD=0x00;
DDRD=0x30;
```

```
// Inicializacion Timer/Counter 0
// Fuente de reloj: cristal externo
// Frecuencia de operacion: 16000,000 kHz
// Modo: CTC top=OCR0
// OC0 output: Desconectada
TCCR0=0x09;
TCNT0=0x00;
OCR0=0x34;
```

```
// Inicializacion Timer/Counter 1
// Fuente de reloj: Cristal externo
// Frecuencia de operacion: 16000,000 kHz
// Modo: Ph. & fr. cor. PWM top=ICR1
// OC1A output: No-Inv.
// OC1B output: No-Inv.
// Noise Canceler: Off
// Input Capture on Falling Edge
// Timer 1 Overflow Interrupt: Off
// Input Capture Interrupt: Off
// Compare A Match Interrupt: Off
// Compare B Match Interrupt: Off
TCCR1A=0xA0;
TCCR1B=0x11;
TCNT1H=0x00;
TCNT1L=0x00;
ICR1H=0x00;
ICR1L=0x1A;
OCR1AH=0x00;
OCR1AL=0x00;
OCR1BH=0x00;
OCR1BL=0x00;
```

```
//Inicializacion Timer/Counter 2
// Fuente de reloj: Cristal externo
// Frecuencia de operacion: 125,000 kHz
// Modo: CTC top=OCR2
// OC2 output: Disconnected
ASSR=0x00;
TCCR2=0x0D;
TCNT2=0x00;
OCR2=0xFF;
```

```
// Inicializacion de interrupciones externas
// INT0: On
// INT0 Mode: Falling Edge
// INT1: On
// INT1 Mode: Falling Edge
// INT2: Off
GICR|=0xC0;
MCUCR=0x0A;
MCUCSR=0x00;
GIFR=0xC0;

// Timer(s)/Counter(s) Interrupt(s) initialization
TIMSK=0x82;

// Analog Comparator initialization
// Analog Comparator: Off
// Analog Comparator Input Capture by Timer/Counter 1: Off
ACSR=0x80;
SFIOR=0x00;
// Global enable interrupts
#asm("sei")
//LCD initialization
lcd_init(16);
lcd_gotoxy(0,0);
lcd_putsf("Frec: 300kHz");
lcd_gotoxy(0,1);
lcd_putsf("Amplitud: 100%");
//
while (1)
{
};
}
```


ANEXO 6.5 Contactos

- Jorge Hadad Bellamy A00971418
 - Cel: 044-55-41-42-61-38
 - Casa: 56-73-28-39
 - Email: jorge.hadad@gmail.com

- Felipe Méndez Reguera
 - Cel: 044-55-39-00-36-57
 - Casa: 55-41-35-84
 - Email: felipongod@gmail.com

- Israel Macías Hidalgo (Asesor)
 - Cel: 044-55-10-13-94-85
 - Oficina: 54-83-20-20
 - Email: Israel.macias@itesm.mx

- Eugenio Aguilar Ibarra (Profesor)
 - Cel: 044-55-91-88-70-00
 - Oficina 54-83-20-20
 - Email: eaibarra@itesm.mx

ANEXO 6.6 Hojas de Datos

- IR2110



Data Sheet No. PD60147 rev.U

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

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

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

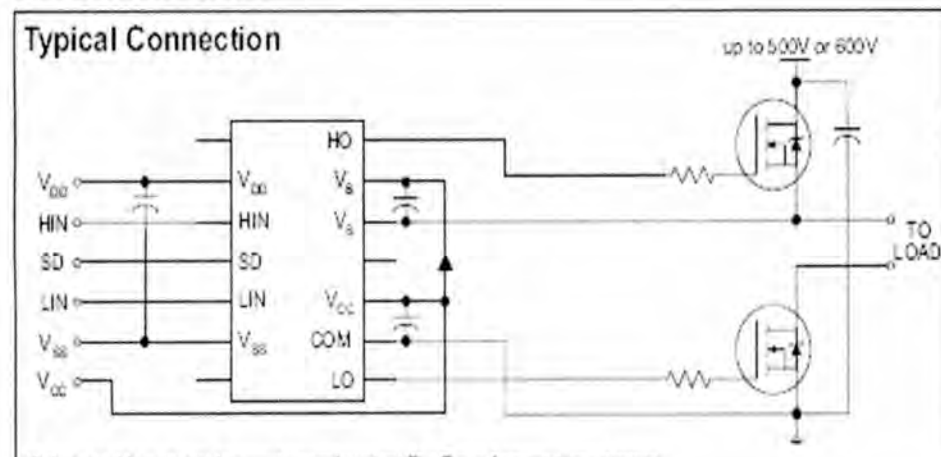
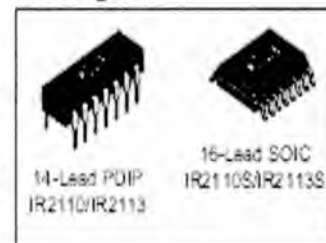
Product Summary

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

Description

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

Packages



• HCNW136

Single Channel, High Speed Optocouplers

Technical Data

6N135/6
HCNW135/6
HCNW4502/3
HCPL-2502
HCPL-0452/3
HCPL-0500/1
HCPL-4502/3

Features

- 15 kV μ s Minimum Common Mode Transient Immunity at $V_{CM} = 1500$ V (4503/0453)
- High Speed: 1 Mb/s
- TTL Compatible
- Available in 8-Pin DIP, SO-S, Widebody Packages
- Open Collector Output
- Guaranteed Performance from Temperature: 0°C to 70°C
- Safety Approval
UL Recognized – 3750 V rms for 1 minute (5000 V rms for 1 minute for HCNW and Option 020 devices) per UL1577
CSA Approved
IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Approved
– $V_{ORM} = 630$ V peak for HCPL-4503#000
– $V_{ORM} = 1414$ V peak for HCNW devices
- Dual Channel Version Available (253X/4534/053X/0334)
- MIL-PRF-38534 Hermetic Version Available (55XX/63XX/4N35)

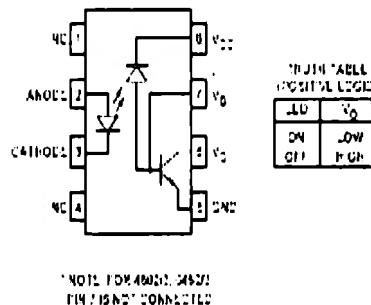
Applications

- High Voltage Insulation
- Video Signal Isolation
- Power Transistor Isolation in Motor Drives
- Line Receivers
- Feedback Element in Switched Mode Power Supplies
- High Speed Logic Ground Isolation – TTL/TTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL
- Replaces Pulse Transformers
- Replaces Slow Phototransistor Isolators
- Analog Signal Ground Isolation

Description

These diode-transistor optocouplers use an insulating layer between a LED and an integrated photodetector to provide electrical insulation between input and output. Separate connections for the photodiode bias and output-transistor collector increase the speed up to a hundred times that of a conventional phototransistor coupler by reducing the base-collector capacitance.

Functional Diagram



A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pins 7 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

7 BIBLIOGRAFÍA

- Gardener, John & *et al* (1996). Electrosurgical Aparatuss. Patente Número 5540682. Estados Unidos de América.
- Goble, Nigel M (2003). Electrosurgical instrument. Patente Número 7,278,994. Estados Unidos de América. Medio electrónico disponible en WWW en la dirección electrónica (consultado el 4 de Febrero de 2008): <http://patft.uspto.gov/netacgi/nphParser?Sect1=PTO2&Sect2=HITOFF&p=1&u=%2Fnetahtml%2FPTO%2Fsearchbool.html&r=27&f=G&l=50&co1=AND&d=PTXT&s1=electrosurgery&OS=electrosurgery&RS=electrosurgery>
- Hainner, Barry (2002). Electrosurgery for the skin. Medical University of South Carolina. Estados Unidos
- Hainer, Barry (1991). Fundamentals of electrosurgery. J Am Board Fam Pract 1991;4:419-26.
- Hayt, William & *et al* (2002). Análisis y Circuitos de Ingeniería. Mc Graw Hill. México
- Hao, Shya (1970). Electrosurgical Unit and Instrument. Patente Número 3707149. Estados Unidos de América
- Motley, Richard (sin año). A simple Guide to the Hyfrecator 2000. Editado por Richard Motley, University of Wales
- Truckai; Csaba (2003). Electrosurgical Instrument and Method of Use. Patente Número: 7311709. Estados Unidos de América. Medio electrónico disponible en WWW en la dirección electrónica (consultado el 3 de Febrero de 2008): <http://patft.uspto.gov/netacgi/nph-Parser?Sect1=PTO2&Sect2=HITOFF&p=1&u=%2Fnetahtml%2Fsearchbool.html&r=7&f=G&l=50&co1=AND&d=PTXT&s1=electrosurgery&OS=electrosurgery&RS=electrosurgery>
- Valleylab (2008). Pinciples of Electrosurgery. Valleylab: Estados Unidos de America
- Wikipedia (varios) Necrosis, Electrocirugía, Tejido, Piel, Cauterización. Medio Electrónico disponible en WWW. Búsqueda de Definiciones