



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA

Facultad de Ingeniería

Proyecto de fin de carrera

Fuente TME

Integrantes:

Martín REYES

Matías IGLESIAS

Santiago SILVA

Tutores:

César BRIOZZO

Fernando CHIARAMELLO

Montevideo - Uruguay

4 de febrero de 2014

Resumen

Durante este proyecto se diseñó una fuente capaz de entregar tensión y corriente continua a partir de una red trifásica. En particular el equipo contará con dos salidas que podrán ser programadas por el usuario a través de un display. Para rectificar la tensión de entrada se utilizará un puente de tiristores seis pulsos dos vías que, junto con otros elementos serán controlados por un microprocesador.

Se decidió tomar un diseño modular para la fuente, tanto a nivel de hardware como de software, logrando así flexibilidad frente a futuros cambios que se le deseen implementar a la fuente. Se tiene entonces una fuente que puede ser reparada y/o mejorada por partes sin afectar al resto de los módulos, y además escalable para incorporarle nuevas funcionalidades según sea necesario.

Se pretendió abarcar la mayor cantidad de aspectos de la fuente. Esto incluye el diseño mecánico, térmico, componentes de hardware software, protecciones frente accidentes y manejo intuitivo por un usuario. Si bien no se entrega una fuente construida y depurada, sí se entrega un diseño robusto con los conocimientos y experiencia necesarios para construirla y depurarla.

Agradecimientos

Los integrantes de este grupo queremos realizar una mención especial para los participantes extra de este proyecto que nos acompañaron en este proceso.

Primero deseamos agradecer a los docentes del Taller de Máquinas Eléctricas, Mario Vignolo y Fernando Chiaramello por la oportunidad de realizar este proyecto, acompañarnos durante su transcurso y por el apoyo brindado.

A César Briozzo, Pablo Toscano, Laura Landín, María Misa, Gabriela Pereyra, Matías Osorio por recibirnos y evacuar dudas claves cuando se necesitó. También al personal de “La casa del Transformador” por disponer de su tiempo para realizar nuestros diseños al detalle pedido y a Ignacio de León por la excelente disposición ante las consultas que se le realizaron y para utilizar la prototipadora.

También debemos agradecer en demasía a nuestras familias, amigos/as y novias por el apoyo incondicional que siempre nos brindan y que se reforzó en este período.

Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Formulación del Problema	1
1.2.1. Objetivos Generales	3
1.2.2. Objetivos Específicos	3
2. Diseño de Potencia	4
2.1. Diseño del Transformador	4
2.1.1. Introducción	4
2.1.2. Diseño Teórico	4
2.1.3. Diseño Real	9
2.1.4. Ensayo de Transformador	11
2.1.5. Ensayo de Vacío	11
2.1.6. Ensayo de Cortocircuito	11
2.1.7. Ensayo de Continua	12
2.2. Diseño de Choke y Condensador de Salida	14
2.2.1. Diseño de Chokes	14
2.2.2. Ensayo de Bobinas	17
2.2.3. Ensayo de Bobinas en Alterna	17
2.2.4. Ensayo de Bobinas en Continua	18
2.2.5. Obtención de los Valores Reales de las Bobinas	18
2.2.6. Diseño de Condensador	19
2.3. Diseño de Cables	21
2.3.1. Cables de Salida a Fuente Principal	21
2.4. Diseño de Snubber	23
2.5. Diseño de Protecciones	24
2.5.1. Introducción	24
2.5.2. Diseño de Protección	24
3. Circuito Disparo	27
3.1. Introducción	27
3.2. Determinación del Área de Operación	27
3.3. Diseño del Circuito	28
3.3.1. Lista de Materiales	32

4. Sincronismo	33
4.1. Introducción	33
4.2. Marco Teórico	33
4.3. Presentación y Diseño Del Circuito	34
4.4. Lista De Materiales	40
5. Circuitos de Medida	41
5.1. Introducción	41
5.2. Medida de Corriente	41
5.2.1. Detalles del Circuito Propuesto	42
5.2.2. Circuito Impreso	44
5.3. Medida de Tensión	45
5.3.1. Detalles del Circuito Propuesto	45
5.3.2. Circuito Impreso	46
6. Control de la Fuente	48
6.1. Introducción	48
6.2. Descripción del Sistema	48
6.2.1. Elección del Microcontrolador	49
6.2.2. Especificaciones del Arduino	50
6.2.3. Interacción Entre Los Arduinos	51
6.3. Módulo de Medida	51
6.3.1. Funcionamiento Esperado	52
6.3.2. Solicitud y Envío de Datos	53
6.4. Módulo de Sincronismo y Disparo	54
6.4.1. El Sub-módulo de Sincronismo	54
6.4.2. El Sub-módulo de Disparo	55
6.4.3. El Módulo de Sincronismo y Disparo	55
6.5. Módulo de Interfaz con el Usuario	58
6.5.1. El Display	59
6.5.2. Botones	59
6.5.3. Actualización de Valores Medidos	61
6.5.4. Indicación de Errores	61
6.6. Controlador de Puerto Serie	61
6.6.1. Modo de Operación del Puerto Serial	62
6.6.2. Estructura de Datos	62
6.6.3. Velocidad de Transmisión de Paquetes	63
6.7. Módulo de Control	63
6.7.1. Secuencia de Control	63
6.7.2. Diagrama de Estados del Controlador	65
7. Interfaz con el Usuario	68
7.1. Introducción	68
7.2. Elección del Display	68

8. Conclusiones	70
8.1. Módulo de Potencia	70
8.2. Conclusiones de Hardware	71
8.3. Conclusiones de Software	72
8.4. Producto Final	72
8.5. Trabajos Futuros	73
8.6. Proyecto	73
Anexos	74
A. Cálculos y Simulaciones del Módulo Potencia	76
A.1. Cálculos del Diseño del Transformador	76
A.2. Código de Diseño de transformador	78
A.3. Código de Obtención de valores de bobinas	82
A.4. Código de Diseño de Núcleo de Bobinas	83
B. Módulo de control	85
B.1. Módulo de Medida	85
C. Cálculos y Simulaciones del Módulo Circuito de Disparo	87
C.1. Determinación de Resistencias	87
C.2. Simulación Del Circuito de Disparo	89
D. Planos de Cableado	92
E. Manual de Usuario de Fuente TME	96
E.1. Descripción General	96
E.2. Instalación	97
E.3. Puesta en Marcha	98
E.4. Operación	99
E.5. Mensajes de Error	100
E.5.1. Error en Valores Ingresados	100
E.5.2. Error en Sincronismo	100
E.6. Características técnicas	100
F. Diseño Mecánico	101

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Este proyecto surge de la necesidad de obtener una fuente regulada en tensión y corriente continua, para controlar motores de corriente continua y máquinas sincrónicas, dentro del curso dictado en la facultad de Ingeniería (UDELAR) llamado Taller de Máquinas Eléctricas. En dicho curso se pretende brindar al estudiante conocimientos prácticos sobre máquinas eléctricas y desde hace un tiempo se quiere agregar al temario de la materia electrónica de potencia. La fuente tendrá dos salidas independientes en continua. Cada una de ellas podrá ser programada a través de un display, controlando la velocidad de giro de un motor de continua (regulando la tensión de salida), y con la restante salida se podrá controlar el par que se entrega en el eje (ajustando la corriente de salida).

1.2. Formulación del Problema

El proyecto consiste en diseñar una fuente regulable de tensión y corriente continua para ser utilizada con motores de continua y máquinas sincrónicas. La fuente se alimentará desde una red trifásica que será rectificadora a través de un puente de tiristores. El valor de tensión o corriente de salida deseada por el usuario se conseguirá comandando el tiempo de disparo de los tiristores a través de un control implementado con un microcontrolador. Este control interactuará con los distintos bloques de la fuente para obtener información y ejecutar acciones relevantes para el funcionamiento del equipo. La figura 1.1 muestra el diagrama principal de bloques de la fuente y sus respectivas interacciones. Estos bloques fueron diseñados de forma tal de ser independientes entre sí, brindando flexibilidad frente a reparaciones, cambios y/o mejoras en el equipo.

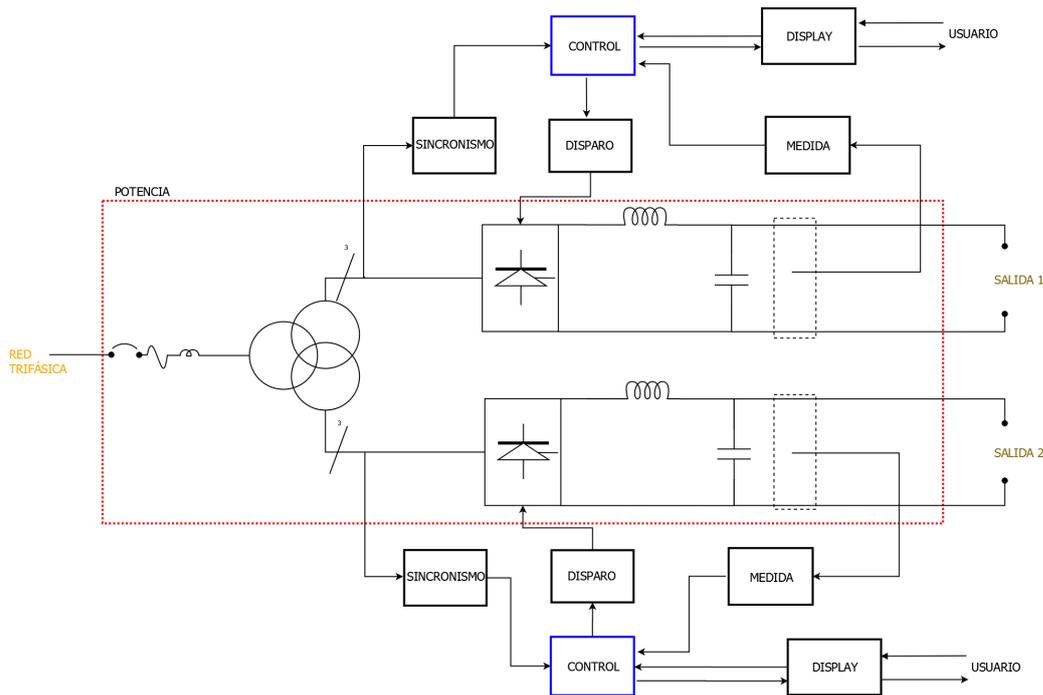


Figura 1.1: Diagrama de bloques de la fuente.

Al observar la figura 1.1 se ve que la entrada al equipo es la red trifásica, inmediatamente después se encuentran las protecciones contra sobre-corrientes y cortocircuitos. Un transformador trifásico brinda aislación galvánica y eleva la tensión de entrada para cumplir los requerimientos de la fuente; éste cuenta con dos secundarios que van a parar al puente de los tiristores de cada salida de la fuente. El transformador y las protecciones junto con las inductancias, snubber y condensadores de salida forman el bloque **Potencia**. Controlando el instante de encendido de los tiristores controlamos el valor de tensión de continua de salida de la fuente, y para encender de forma segura al tiristor es necesario inyectarle cierto valor de corriente por su gate, el bloque **Disparo** implementa esta función. Por otro lado el control necesita del bloque **Sincronismo** para tener una referencia al momento de comandar el disparo. El voltaje y la corriente de salida son sensadas por el control a través del bloque **Medida**. El usuario podrá programar cualquiera de las dos salidas del equipo a través de un **Display**, que contará con varios botones por los cuales el usuario elegirá el voltaje o corriente de salida, el valor máximo de voltaje o corriente a limitar y el modo de funcionamiento. Con la elección del modo de funcionamiento se estará determinando si la fuente se comportará como fuente de corriente o de tensión. Por último el ya mencionado bloque **Control** es el único elemento con “inteligencia” que interactúa con todos los restantes bloques de la fuente.

Entonces los módulos/bloques que componen la fuente y que serán detallados a lo largo de este trabajo son:

- Potencia.
- Circuito de Disparo.

- Sincronismo.
- Circuito de Medida.
- Display.
- Control.

A continuación se detallan los requerimientos técnicos de diseño:

- Dos salidas regulables en modo tensión y en modo corriente en los rangos: $[0V, 300V]$, $[0A, 20A]$ y $[0, 7A]$.
- Sistema de control implementado con un micro-controlador capaz de limitar en corriente y en voltaje.
- Sistema de protección contra sobrecargas y cortocircuitos.
- Contar con un diseño térmico y mecánico capaz de ser manipulado de forma segura por docentes y estudiantes.
- Display de fácil manejo para los operadores.

El diseño de la fuente se realizó considerando que la misma tuviese una única salida. En realidad, la fuente tendrá dos salidas, pero el criterio para dimensionar una, es idéntico para ambas salidas.

1.2.1. Objetivos Generales

Se dejará el diseño completamente detallado de la fuente con sus 6 módulos: potencia, sincronismo, circuito de disparo, circuito de medida, control y display. A su vez contará con un diseño térmico y mecánico para su posterior construcción.

1.2.2. Objetivos Específicos

- Dividir el diseño del equipo en módulos autónomos.
- Generar una experiencia en el diseño óptimo de un transformador, consiguiendo un buen acondicionamiento térmico y cumpliendo con las especificaciones (niveles de voltaje, potencia aparente, etc).
- Manejo intuitivo para poder ser utilizado por estudiantes no especializados en su uso.
- Contar con un diseño mecánico para su futura construcción.
- Realizar un manual de usuario y documentar el diseño de la solución.

Capítulo 2

Diseño de Potencia

2.1. Diseño del Transformador

2.1.1. Introducción

Se pretende diseñar el transformador que proporcionará la potencia necesaria para alimentar la fuente. Recordemos que la fuente consta de dos salidas: una que se alimentará en $300V$ con una corriente (en valor medio) máxima de salida de $20A$, y la otra será de la misma tensión, pero con una corriente máxima de salida $7A$ (también en valor medio).

El diseño de este transformador consta de dos etapas bien diferenciadas:

1. Diseño teórico del transformador con el método que explica el autor **Colonel Wm. T. Mclyman** en su libro ***Transformer and Inductor Design Handbook*** .

2. Adaptación del diseño teórico con canales de ventilación de forma de minimizar la cantidad de hierro a utilizar.

2.1.2. Diseño Teórico

Los transformadores trifásicos se construyen con una estructura de hierro llamada EI como se muestra en la figura 2.1:

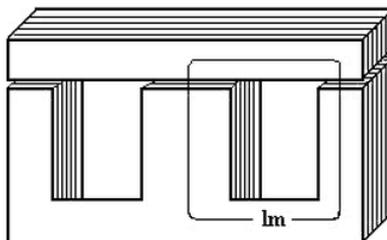


Figura 2.1: EI

En este tipo de chapa hay dos parámetros que son de gran interés: la separación de las columnas del núcleo (comunmente denotado por la letra a) y el apilamiento (comunmente denominado por la letra b).

El diseño comienza con la definición de los datos de entrada:

Tensión nominal de entrada	$U_{in} = 230V$
Máxima tensión de salida	$U_{out} = 300V$
Valor medio de máxima corriente de salida 1	$I_{s1} = 20A$
Valor medio de máxima corriente de salida 2	$I_{s2} = 7A$
Ancho de columnas	$a = 9cm$
Apilamiento	$b = 8cm$

Cuadro 2.1: Datos de entrada para el diseño teórico del transformador

El diseño sigue definiendo ciertos parámetros que se presentan en la tabla:

Máxima inducción magnética	$B = 1.2T$
Factor de llenado inicial	$k_u = 0.3$
Frecuencia de la red de alimentación	$f = 50Hz$
Caída de tensión en los diodos	$V_t = 4V$
Ángulo mínimo de disparo de los tiristores	$\alpha_{min} = 15^\circ$
Potencia de salida total	$P_{out} = 8.1kW$
Eficiencia total de la fuente	$Ef_{tot} = 0.88$
Eficiencia total del trafo	$Ef_{trafo} = 0.95$
Número de vueltas inicial del secundario 1	$N_{s1} = 1$
Número de vueltas inicial del secundario 2	$N_{s2} = 1$
Mínima tensión que entrega la red según norma de UTE	$U_{min} = 195.5V$
Máxima tensión que entrega la red según norma de UTE	$U_{max} = 276V$
Constante de incremento de la temperatura respecto el ambiente en $50^\circ C$	$k_j = 534$

Cuadro 2.2: Parámetros para el cálculo del transformador

Se consideró un valor de inducción magnética de $B = 1.2T$ dado que es un valor típico que pueden soportar los materiales magnéticos, de forma tal de garantizar que la relación inducción en función de campo magnético $B(H)$ es lineal (valor límite antes de entrar en saturación).

Remitimos al lector que consulte el Anexo A para seguir las cuentas que omitimos (por comodidad) en esta sección.

A partir de los datos de entrada y de los parámetros de entrada se comienzan con los cálculos. Primeramente se calcula la eficiencia de todo lo demás (tiristores, cables, etc) E_{fd} .

Se sigue calculando la potencia de salida del transformador: P_{ot} .

A partir de la potencia de salida del transformador P_{ot} y de su eficiencia E_{trafo} , se puede calcular la potencia de entrada al rectificador P_{in} .

Posteriormente se define y se calcula la potencia total del transformador como la suma de la potencia de entrada y la de salida.

Dos de las variables de diseño más importantes son el área producto A_p y la densidad de corriente J . El área producto de un transformador es el producto entre el área de la ventana W_a y el área transversal del núcleo $S = a.b$. Luego se procede a calcular el área producto A_p .

Inmediatamente después se calcula la altura h de la ventana.

La ley de Faraday se puede expresar de la siguiente manera: $U_{in} = -N \frac{d\phi}{dt}$, siendo U_{in} la tensión en bornes de un bobinado, N su número de vueltas y ϕ el flujo que lo atraviesa. Entonces, si la tensión U_{in} es de la forma: $V(t) = V_o \sqrt{2} \cos(\omega t)$ y el flujo es de la forma: $\phi(t) = \phi_o \sqrt{2} \sin(\omega t)$, se tiene que:

$$U_{in} \sqrt{2} \cos(\omega t) = N \omega \phi_o \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

La igualdad anterior implica que:

$$U_{in} \sqrt{2} = N \omega \phi_o \quad (2.2)$$

y utilizando que: $\omega = 2\pi f$ y que la tensión $U_{in} \sqrt{2}$ es entre dos fases del bobinado, se puede pasar a la tensión fase-neutro, simplemente (asumiendo un sistema trifásico perfecto) dividiendo entre $\sqrt{3}$, obteniendo el número mínimo de vueltas: N que deberá necesitar el bobinado primario para trabajar en zona lineal.

Por otro lado, la densidad de corriente J se define como $J = \frac{I}{A}$, siendo I la corriente que circula por los devanados del transformador y A la sección de los mismos. Se puede probar (ver **Capítulo 5 del libro Transformer and Inductor Design Handbook**) que la relación entre éstas dos variables es la siguiente:

$$J = k_j (1.5 A_p)^{-0.125} \quad (2.3)$$

donde k_j es una constante que depende del incremento de temperatura de los bobinados respecto de la temperatura ambiente (en este caso se tomó el valor de dicha constante en 534 asociado a un incremento de temperatura de $50^\circ C$).

Para el caso: $S = a.b = 72 cm^2$, $W_a = \frac{a}{2} \frac{5a}{2} = 101.25 cm^2$ y por tanto:

$$J = 534 (10935 cm^4)^{-0.125} = 166.989 \frac{A}{cm^2} \quad (2.4)$$

Al considerar lisa la corriente de salida del convertidor, la corriente por los bobinados primarios y secundarios tiene una forma de onda conocida como 'cuasi-cuadrada' tal cual se puede ver en la siguiente figura:

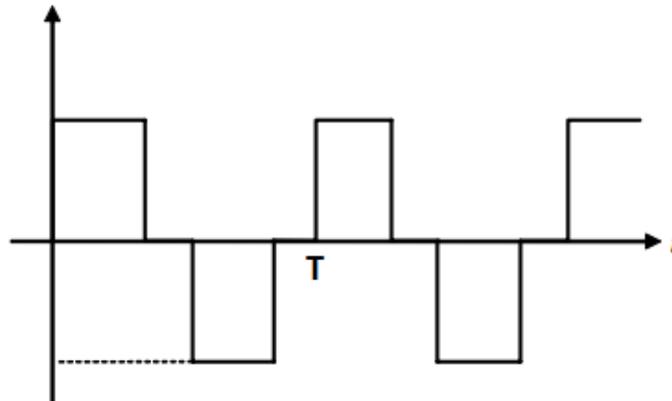


Figura 2.2: Onda Cuasi-Cuadrada.

Por tanto, el valor RMS de estas corrientes es: $I\sqrt{\frac{2}{3}}$. Así se obtiene las corrientes $I_{s1_{RMS}}$ e $I_{s02_{RMS}}$.

Luego, el valor RMS de la corriente por el primario puede obtenerse mediante la relación de vueltas y los resultados previos:

$$I_{PRMS} = \frac{1}{N_p} \sqrt{\frac{2}{3}} N_{s1} I_{s1} + N_{s2} I_{s2}$$

Ahora se puede calcular las secciones de los conductores de los bobinados primarios y secundarios, dado que se asumió una densidad de corriente igual para todos los conductores. Se calculan utilizando la definición de $J = \frac{I}{S}$.

Dado que los conductores tienen sección circular, se pueden calcular sus diámetros a través de la fórmula de área de un círculo: $\pi \frac{d^2}{4} = S$.

Dada la geometría del núcleo del transformador se pueden hallar expresiones para el largo medio de vueltas MLT de cada uno de los bobinados.

Consultar el libro del **Colonel Wm. T. Mclyman** y el Anexo A por más detalles del cálculo presentado.

Luego se calcula la resistencia inicial del bobinado primario, secundario 1 y secundario 2. y sus respectivos anchos.

Considerando una separación S_{ep} de $0.3cm$ entre los bobinados, se puede calcular la inductancia inicial del primario del transformador como sigue:

$$L_p = \frac{4MLT_p N_p^2 (S_{ep} + \frac{w_p + w_{s1} + w_{s2}}{3})}{\pi h} 10^{-9} = 305.02 \mu H \quad (2.5)$$

Para el rectificador 6 pulsos dos vías bajo consideración, se puede hallar una expresión para el valor medio de la tensión de salida:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U - \left(\frac{3}{\pi} X_{cc} + R \right) I_d - 2V_t \quad (2.6)$$

Por más detalles el lector puede consultar los **apuntes del curso de Electronica de Potencia**.

En la expresión anterior se considera que: U es la tensión de línea de entrada al rectificador, X_{cc} es la reactancia del secundario del transformador correspondiente y R su resistencia, y V_t (como ya se indicó antes en este documento) es la caída en los tiristores. Cabe aclarar que el factor de dos que multiplica a V_t es porque en cada período conducen dos tiristores del puente.

Para hallar los números de vueltas de cada uno de los secundarios se procede a realizar dos iteraciones en Matlab (una para cada secundario). Se debe garantizar que para el peor caso (tensión mínima de la red) se pueda dar a la salida del rectificador 300V. Por lo tanto, se considera que $U = \frac{N_{s_i}}{N_p} U_{min}$ para $i = 1, 2$. Se va incrementando el número de vueltas hasta que se verifique que $U_d > 300V$. Además, en cada iteración se recalculan: X_{cc1} , R_{s1}

Como resultado de estas iteraciones se obtienen los siguientes resultados:

Núcleo de sección	72cm ²
Número de vueltas del primario	$N_p = 84$
Número de vueltas del secundario 1	$N_{s1} = 105$
Número de vueltas del secundario 2	$N_{s1} = 104$
Factor de llenado	$k_u = 0.1379$
El peso del núcleo de hierro del transformador es (en kg)	86.751
El peso del cobre del transformador es (en kg):	3.932
El diámetro del cable del primario es de (en mm):	4.565
El diámetro del cable del secundario 1 es de (en mm):	3.529
El diámetro del cable del secundario 2 es de (en mm):	2.088
Pérdidas Joule en los bobinados (en W)	424.114W
Pérdidas en el Hierro (en W)	232.467
Pérdidas totales (en W)	656.581W

Cuadro 2.3: Resultados Finales

2.1.3. Diseño Real

El diseño del transformador según el método antes mencionado, considera que toda la disipación de calor del trafo se realiza por su superficie y se considera todo el volumen del trafo como un cuerpo homogéneo. Éste enfoque es adecuado para trafos pequeños, pero para trafos de la potencia que estamos manejando en este diseño no es cierto que el calor se genera en forma homogénea. Además, la disipación de calor la podemos mejorar en gran medida si en el bobinado del trafo intercalamos canaletas de ventilación.

A partir de la experiencia obtenida por el ingeniero Álvaro Portillo en el rediseño de transformadores de equipos similares al que estamos diseñando, sabemos que al agregar canales de disipación en el bobinado se puede obtener un transformador un 30 % menor que el calculado con el método antes mencionado, y que cumpla con los mismos requisitos de temperatura.

Es por tanto que a partir del diseño obtenido por el método del Coronel Mc Lyman, modificamos el resultado y construimos un transformador un 30 % más chico (a nivel de potencia).

En cuanto al diseño del ancho de las canaletas, sabemos de la práctica que si las mismas son menores a 10mm, la velocidad del aire dentro de las canaletas es tal que la disminución de la resistencia térmica no es apreciable. A medida que se aumenta el ancho de la canaleta aumenta la velocidad del aire en la misma y la resistencia térmica de la misma disminuye, pero a partir de los 20mm la disminución de la resistencia térmica con el ancho va saturando, por lo que no es conveniente utilizar canaletas de más de 20mm. Para nuestro diseño tomaremos un valor intermedio de 15mm. Para eso se procede a tomar una chapa de 7cm x 7cm. Este resultado se obtiene a partir de la fórmula que vincula la densidad de corriente con el área producto (ver Anexo A), imponiendo la reducción deseada. Se recalculan a partir de los nuevos valores de a y b los números de vueltas, obteniendo:

$$N_p = 84 \quad (2.7)$$

$$N_{s_1} = N_{s_2} = 105 \quad (2.8)$$

Por lo tanto las nuevas secciones de los alambres de cobre quedan de la siguiente manera:

$$S_p = 0.716 \frac{84}{122} = 8mm^2, \phi_1 = 3.2mm \quad (2.9)$$

$$S_{s_1} = 0.79.8 \frac{105}{155} = 4.6mm^2, \phi_2 = 2.4mm \quad (2.10)$$

$$S_{s_2} = 0.73.4 \frac{105}{155} = 1.6mm^2, \phi_3 = 1.4mm \quad (2.11)$$

Para evitar un exceso de elevación de la temperatura se incluirán separadores entre los aislantes y los conductores. A continuación se deja el resumen de la distribución de la forma en la que se distribuirán los bobinados.

Núcleo	Chapa trifásica 7x7(cm)
Papel de prespan	0.2mm
40 vueltas del primario	$\phi = 3.2mm$
Papel de prespan	0.2mm
Separadores de varilla de hierro galvanizado	$\phi = 15mm$
Papel de prespan	0.2mm
40 vueltas del primario	$\phi = 3.2mm$
Papel de prespan	0.2mm
42 vueltas del primario	$\phi = 3.2mm$
Papel de prespan	0.2mm
Separadores de varilla de hierro galvanizado	$\phi = 15mm$
Papel de prespan	0.2mm
52 vueltas del secundario de corriente de 20A	$\phi = 2.4mm$
Papel de prespan	0.2mm
52 vueltas del secundario de corriente de 20A	$\phi = 2.4mm$
Papel de prespan	0.2mm
Separadores de varilla de hierro galvanizado	$\phi = 15mm$
52 vueltas del secundario de corriente de 20A	$\phi = 2.4mm$
Papel de prespan	0.2mm
52 vueltas del secundario de corriente de 7A	$\phi = 2.4mm$
Papel de prespan	0.2mm
Separadores de varilla de hierro galvanizado	$\phi = 15mm$
Papel de prespan	0.2mm
52 vueltas del secundario de corriente de 7A	$\phi = 2.4mm$
Papel de prespan	0.2mm
52 vueltas del secundario de corriente de 7A	$\phi = 2.4mm$

Cuadro 2.4: Distribución de bobinados en diseño final

2.1.4. Ensayo de Transformador

Debe quedar claro que el transformador que se mandó a construir fue el que se indica en la sección 2.1.3.

2.1.5. Ensayo de Vacío

Se alimenta el transformador a la tensión nominal de 230V trifásico y se registran las siguientes magnitudes:

Tensión de vacío	$U_0 = 229.4V$
Potencia consumida por la rama de vacío	$P_0 = 100W$
Reactiva consumida por la rama de vacío	$Q_0 = 129VAR$
Relación de vueltas entre primario y secundario	$\frac{N_1}{N_3} = 0.78$
Relación de vueltas entre primario y secundario	$\frac{N_1}{N_2} = 0.78$

Cuadro 2.5: Medidas del ensayo de vacío

Si se asume un modelo paralelo para la rama de vacío se puede concluir que la resistencia de vacío y la reactancia de vacío tienen los siguientes valores:

$$R_0 = \frac{U_0^2}{P_0} = 524.4\Omega \quad (2.12)$$

$$X_0 = \frac{U_0^2}{Q_0} = 407.9\Omega \quad (2.13)$$

Con lo cual la impedancia de vacío queda como sigue:

$$Z_0 = R_0 + jX_0 = 664.4\Omega < 37.9^\circ \quad (2.14)$$

2.1.6. Ensayo de Cortocircuito

Se alimenta el transformador a tensión reducida U_{cc} desde el primario y se pone en cortocircuito el secundario y luego el terciario. Finalmente se alimenta el secundario y se pone en cortocircuito el primario. A continuación se presentan las medidas de estos ensayos.

Tensión de cortocircuito	$U_{cc} = 14.4V$
Corriente de cortocircuito	$I_{cc} = 20.2A$

Cuadro 2.6: Medidas del ensayo de vacío

Por lo tanto:

$$Z_{12} = \frac{U_{cc}}{I_{cc}} = \frac{14.4V}{20.2A} = 0.71\Omega \quad (2.15)$$

Tensión de cortocircuito	$U_{cc} = 13.4V$
Corriente de cortocircuito	$I_{cc} = 7.03A$

Cuadro 2.7: Medidas del ensayo de vacío

$$Z_{13} = \frac{U_{cc}}{I_{cc}} = \frac{13.4V}{7.03A} = 1.85\Omega \quad (2.16)$$

Tensión de cortocircuito	$U_{cc} = 15V$
Corriente de cortocircuito	$I_{cc} = 5.3A$

Cuadro 2.8: Medidas del ensayo de vacío

$$Z_{23} = \frac{U_{cc}}{I_{cc}} = \frac{15V}{5.3A} = 2.83\Omega \quad (2.17)$$

2.1.7. Ensayo de Continua

Tensión de continua	$U_{DC1} = 0.23V$
Corriente de continua	$I_{DC1} = 2.5A$

Cuadro 2.9: Medidas del ensayo de vacío

Tensión de continua	$U_{DC2} = 0.76V$
Corriente de continua	$I_{DC2} = 2.4A$

Cuadro 2.10: Medidas del ensayo de vacío

Tensión de continua	$U_{DC3} = 2.55V$
Corriente de continua	$I_{DC3} = 2.3A$

Cuadro 2.11: Medidas del ensayo de vacío

Por lo tanto las resistencias de los bobinados quedan como siguen:

$$R_1 = \frac{U_{DC1}}{I_{DC1}} = 92m\Omega, R_2 = \frac{U_{DC2}}{I_{DC2}} = 317m\Omega, R_3 = \frac{U_{DC3}}{I_{DC3}} = 1.1\Omega \quad (2.18)$$

Ahora procedemos a calcular las reactancias por fase. Sabemos que:

$$R_{12} = R_1 + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_2 = 92m\Omega + 0.78^2 317m\Omega = 284.9m\Omega \quad (2.19)$$

$$R_{13} = R_1 + \left(\frac{N_1}{N_3}\right)^2 R_3 = 92m\Omega + 0.78^2 1.1\Omega = 761.2m\Omega \quad (2.20)$$

$$R_{23} = R_2 + R_3 = 317m\Omega + 1.1\Omega = 1.4\Omega \quad (2.21)$$

Por lo tanto:

$$X_{12} = \sqrt{Z_{12}^2 - R_{12}^2} = 0.65\Omega \quad (2.22)$$

$$X_{13} = \sqrt{Z_{13}^2 - R_{13}^2} = 1.68\Omega \quad (2.23)$$

$$X_{23} = \sqrt{Z_{23}^2 - R_{23}^2} = 2.46\Omega \quad (2.24)$$

Finalmente:

$$X_1 = \frac{1}{2}(X_{12} + X_{13} - X_{23}) = -0.065\Omega \quad (2.25)$$

$$X_2 = \frac{1}{2}(X_{12} + X_{23} - X_{13}) = 0.715\Omega \quad (2.26)$$

$$X_3 = \frac{1}{2}(X_{13} + X_{23} - X_{12}) = 1.745\Omega \quad (2.27)$$

Ahora sólo nos resta verificar que con los valores de X_{cc} obtenidos se obtienen el valor mínimo de tensión de red que se utilizó para el diseño. Para realizar el cálculo, debemos obtener la reactancia de cortocircuito a nivel del secundario y terciario, respectivamente. Es claro que se pueden expresar de la siguiente forma:

$$X_{cc2} = X_2 + X_1 \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + X_3 \left(\frac{N_2}{N_3}\right)^2 = 1.74\Omega \quad (2.28)$$

$$X_{cc3} = X_3 + X_1 \left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2 + X_2 \left(\frac{N_3}{N_2}\right)^2 = 2.14\Omega \quad (2.29)$$

La caída de tensión debida a la conmutación (ver apuntes de ConRed en bibliografía recomendada) se puede expresar como:

$$U_{dmax} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{min} \cos(\alpha_{min}) - \frac{3}{\pi} X_{cc} \quad (2.30)$$

Despejando:

$$U_{min2} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{U_{dmax} + \frac{3}{\pi} X_{cc2}}{\cos(\alpha_{min})} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{300V + \frac{3}{\pi} 1.74\Omega}{\cos(15^\circ)} = 231.3V \quad (2.31)$$

$$U_{min3} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{U_{dmax} + \frac{3}{\pi} X_{cc3}}{\cos(\alpha_{min})} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{300V + \frac{3}{\pi} 2.14\Omega}{\cos(15^\circ)} = 231.5V \quad (2.32)$$

A partir los valores obtenidos anteriormente podemos concluir que la tensión de la red de UTE no podrá ser menor a 231V aproximadamente. Si bien la tensión nominal de UTE es 230V, y puede bajar hasta un 15 % y aumentar un 20 %, el equipo si funcionaría para tensión nominal.

2.2. Diseño de Choke y Condensador de Salida

2.2.1. Diseño de Chokes

El diseño de los chokes se puede separar en dos partes. En una primera instancia se debe seleccionar el valor teórico de inductancia que se desea para obtener un cierto ripple de la corriente de salida del rectificador. En segunda instancia se debe diseñar el núcleo, de forma tal de conseguir dicha inductancia teórica para un valor de corriente de pico y RMS que circulará por el alambre de su bobina.

Para determinar el valor de la bobina de la primera etapa se procede como sigue: del material teórico del curso de Electrónica de Potencia se tiene la siguiente expresión:

$$\Delta_I = \frac{\sqrt{2}U}{L\omega} (\cos(\alpha_0 + \frac{\pi}{3}) - \cos(v_m) - \frac{3}{\pi}(v_m - \alpha_0 - \frac{\pi}{3})\cos\alpha_0) \quad (2.33)$$

donde v_m verifica que:

$$v_m = \pi - \text{Arcsen}\left(\frac{3}{\pi}\cos(\alpha_0)\right) \quad (2.34)$$

y α_0 :

$$\alpha_0 = \text{Arcos}\left(\frac{\pi E}{3\sqrt{2}U}\right) \quad (2.35)$$

Es decir, dado un ripple de corriente (la frecuencia y tensión de la red, y la tensión del bus de continua) se puede determinar el valor de la inductancia para garantizar dicho ripple. A continuación se presentan en la tabla 2.12 los datos de entrada para el cálculo:

Tensión nominal de la red	$U_{in} = 230V$
Frecuencia nominal de la red	$f = 50Hz$
Máxima tensión de salida	$U_{out} = 300V$
Máxima corriente de salida 1	$I_1 = 20A$
Máxima corriente de salida 2	$I_2 = 7A$
Porcentaje de ripple de corriente	$e = 20\%$

Cuadro 2.12: Parámetros de Entrada

En la tabla 2.13 se presentan los cálculos de los parámetros intermedios:

$\alpha_0 = 36.4^\circ$
$v_m = 129.775^\circ$

Cuadro 2.13: Ángulos de interés

Finalmente, en la tabla 2.14 se presentan los resultados finales de la primera instancia del diseño:

$L_1 = 25.0312mH$
$L_2 = 71.5177mH$

Cuadro 2.14: Ángulos de interés

A partir de ahora se procede a la segunda instancia de diseño. Considérese el circuito magnético que se presenta en la figura 2.3

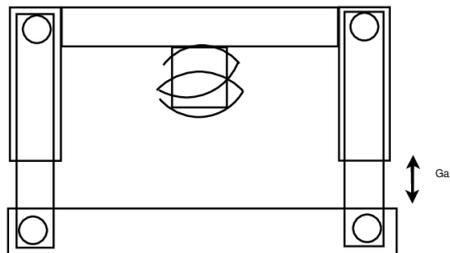


Figura 2.3: Circuito magnético

Por definición, la inductancia L del circuito magnético de la figura 2.3 es la constante de proporcionalidad que vincula el flujo ϕ y la corriente I mediante la siguiente expresión:

$$L = N \frac{d\phi}{dI} \quad (2.36)$$

Si se aplica La Ley de Ampère al circuito de la figura 2.3:

$$\int \vec{H} \cdot d\vec{l} = NI \quad (2.37)$$

se puede concluir que:

$$l_1 \cdot H_1 + 2_{gap} \cdot H = NI \quad (2.38)$$

Al ser ambos medios lineales (hierro y aire), se pueden escribir las siguientes relaciones para los campos H y B :

$$B_1 = \mu_{Fe} H_1, B = \mu_0 H \quad (2.39)$$

Entonces, La Ley de Ampère se reescribe como sigue:

$$\frac{l_1 B_1}{\mu_{Fe}} + \frac{2gapB}{\mu_0} = NI \quad (2.40)$$

Por la continuidad del flujo, y dado que la sección del núcleo no varía, se puede afirmar que el campo magnético es único en el material y en el aire. Entonces:

$$\frac{lB}{\mu_{Fe}} + \frac{2gapB}{\mu_0} = NI \quad (2.41)$$

Al ser: $\phi = B.S$ se tiene que:

$$\phi = \frac{NI}{\frac{l}{S\mu_{Fe}} + \frac{2gap}{S\mu_0}} \quad (2.42)$$

Dado que la permeabilidad magnética del vacío es mucho menor a la del hierro ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} T.m/A \ll \mu_{Fe} = 5000 T.m/A$) **extraído de wikipedia**, se puede despreciar la reluctancia del hierro frente a la del vacío. En términos matemáticos: $\frac{l}{S\mu_{Fe}} \ll \frac{2gap}{S\mu_0}$. Por tanto, se llega a la siguiente expresión para el flujo:

$$\phi = \frac{NI}{\frac{2gap}{S\mu_0}} \quad (2.43)$$

Recordando la definición de inductancia ya presentada anteriormente se tiene que:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S}{2gap} \quad (2.44)$$

La deducción presentada a continuación no tuvo en cuenta el efecto conocido como: "Fringing Flux". Considerando, dicho efecto la expresión de L quedaría como sigue:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S}{2gap} F(gap) \quad (2.45)$$

$F(gap)$ es una función que depende del espacio de aire (gap) que se deja. Dicha función considera el efecto mencionado. El lector puede indagar en el tema en el **Capítulo 1 del Coronel McLyman** .

Para la determinación del número de vueltas a usar para el diseño se deben considerar los dos números topes: N_{min} y N_{max} . El valor de N_{max} surge por el factor de llenado:

$$k_u = \frac{NS_p}{W_a} \quad (2.46)$$

donde $S_p = \frac{I_{RMS}}{J}$ y W_a el área de la ventana, que depende del tipo de núcleo a elegir. Entonces, el valor máximo de vueltas N_{max} se despeja de la ecuación anterior:

$$N_{max} = k_u \frac{W_a}{S_p} \quad (2.47)$$

El valor mínimo de número de vueltas N_{min} se obtiene de la Ley de Ampère:

$$N_{min} = \frac{L.I}{B.S} \quad (2.48)$$

Entonces, para determinar los valores de chokes se realiza una iteración en Matlab con el número de vueltas igual al mínimo y se aumenta el gap, hasta que se obtengan los valores teóricos de las inductancias calculados en la primera instancia de diseño.

Los resultados obtenidos se presentan en la tabla que sigue:

a_1	6cm
b_1	7cm
$L_1(real)$	25mHy
N_1	110
gap_1	1.4mm
ku_1	0.4m
$S_{alambre}$	$9mm^2$

Cuadro 2.15: Resultados de Bobina 1

a_2	4cm
b_2	6cm
$L_2(real)$	71.5mHy
N_2	192
gap_2	0.9mm
ku_2	0.4
$S_{alambre}$	$2.7mm^2$

Cuadro 2.16: Resultados de Bobina 2

2.2.2. Ensayo de Bobinas

Una vez construidas las bobinas se realizaron ensayos a efectos de determinar si los valores teóricos coinciden con los obtenidos experimentalmente.

Se realizaron dos ensayos para cada bobina: un ensayo en alterna y otro en continua. El ensayo en alterna se realizó con el fin de determinar el módulo de la impedancia que presenta cada bobina al conectarle una fuente de tensión sinusoidal de 50Hz. Mientras que el ensayo de continua se realiza a efectos de determinar la resistencia de los bobinados que presentan las bobinas. Es por eso que describiremos a continuación cada uno de estos ensayos.

2.2.3. Ensayo de Bobinas en Alterna

Para obtener el módulo de la impedancia que presenta cada bobina se realizó el siguiente circuito:

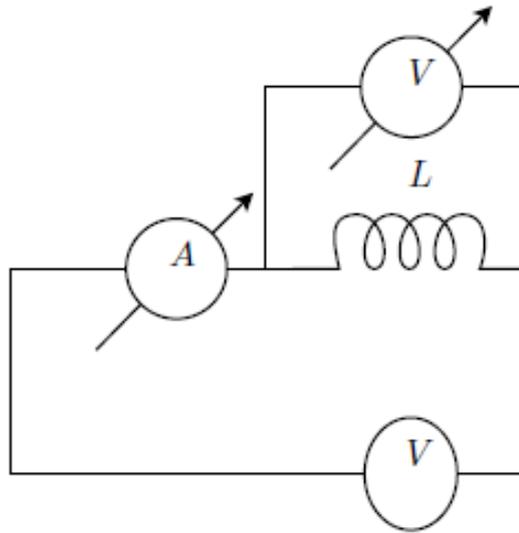


Figura 2.4: Ensayo A

La fuente de alimentación que se observa en la figura 2.4 consistía en un regulador de tensión. Se aumentó la tensión desde 110V hasta lograr circular por la bobina una corriente de 20A. En ese momento se registró la lectura del voltímetro: 138V. Mediante la ley de Ohm obtenemos que el módulo de la impedancia que presenta la bobina se puede calcular como:

$$Z_1 = \frac{138V}{20A} = 6.9\Omega \quad (2.49)$$

El resultado anterior fue realizado para la bobina de 25mHy mientras que para la bobina de 71.5mHy los resultados obtenidos fueron:

$$Z_2 = \frac{132.4V}{7.05A} = 18.8\Omega \quad (2.50)$$

2.2.4. Ensayo de Bobinas en Continua

Para determinar la resistencia de los bobinados en continua se realizó el circuito de la figura 2.4 con un reóstato en serie para regular la corriente hasta llegar a los valores nominales: 20A y 7A. En este caso se obtuvieron que la resistencia de los bobinados fueron:

$$R_1 = 0.7\Omega \quad (2.51)$$

$$R_2 = 1.1\Omega \quad (2.52)$$

2.2.5. Obtención de los Valores Reales de las Bobinas

A partir de los dos ensayos explicados anteriormente podemos proceder a calcular los valores de las bobinas:

$$L_1 = \frac{\sqrt{(6.9\Omega)^2 - (0.7\Omega)^2}}{100\pi} = 21.9mHy \quad (2.53)$$

$$L_1 = \frac{\sqrt{(18.8\Omega)^2 - (1.1\Omega)^2}}{100\pi} = 59.7mHy \quad (2.54)$$

En la tabla 2.17:

$L_{1_{real}} = 59.7mHy$	$L_{1_{teo}} = 71.5mHy$	$e(\%) = 16.5$
$L_{2_{real}} = 21.9mHy$	$L_{2_{teo}} = 25mHy$	$e(\%) = 12.4$

Cuadro 2.17: Comparación entre valores teóricos y reales

se puede apreciar que en ambos caso el error relativo es superior al 10 % pero no supera el 17 %.

2.2.6. Diseño de Condensador

El choke y el condensador de salida forman un filtro pasabajos con frecuencia de corte $\frac{1}{\sqrt{LC}}$. El rectificador tiene una componente de alterna a la salida en los $300Hz$. Por tanto, se diseña la frecuencia de corte del filtro a una década por debajo de los $300Hz$. De esta forma se atenúan las altas frecuencias y se deja que el sistema sólo responda para valores a bajas frecuencia. Entonces, los valores de los condensadores deberán ser:

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(2\pi 30Hz)^2 (10mH)} = 2.814\mu F \quad (2.55)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(2\pi 30Hz)^2 (28mH)} = 1.005\mu F \quad (2.56)$$

No se debe perder de vista la resistencia serie ESR que contienen los condensadores reales. Por lo tanto, si se asume un ripple de la corriente del 20 % de la máxima corriente de salida y un riple máximo del 0.2 % de la tensión de salida, la caída de tensión en bornes del condensador debido a la ESR debe verificar que:

$$\Delta_{VC_1} = ESR \cdot \Delta_I = ESR 4A < 0.6V \quad (2.57)$$

$$\Delta_{VC_2} = ESR \cdot \Delta_I = ESR 1,4A < 0.6V \quad (2.58)$$

$$ESR_1 < 150m\Omega \quad (2.59)$$

$$ESR_2 < 429m\Omega \quad (2.60)$$

Los condensadores se eligen, además de por su ESR , por los niveles de tensión de funcionamiento. En este caso estarán sometidos en un peor caso a $300V$. A continuación

se presenta una tabla del fabricante *EPCOS*:





B43455, B43457
 Long useful life – 85 °C

Technical data and ordering codes

C_R	Case dimensions	ESR_{typ}	ESR_{max}	Z_{max}	$I_{AC,max}$	$I_{AC,R}$	$I_{AC,R(B)}$	Ordering code
100 Hz	$d \times l$	100 Hz	100 Hz	10 kHz	100 Hz	100 Hz	100 Hz	(composition see below)
20 °C	mm	20 °C	20 °C	20 °C	40 °C	85 °C	85 °C	
μF		m Ω	m Ω	m Ω	A	A	A	
$V_R = 350$ V DC								
1500	51.6 × 80.7	80	120	96	14	4.9	9.4	B4345*C4158M000
2200	51.6 × 105.7	48	72	58	20	7.1	12.7	B4345*D4228M000
3300	64.3 × 105.7	32	48	38	22	8.1	14.2	B4345*C4338M00#
4700	64.3 × 143.2	25	38	30	27	9.9	15.1	B4345*C4478M00#
4700	76.9 × 105.7	25	38	30	28	10.2	19.7	B4345*B4478M00#
5600	76.9 × 105.7	21	32	25	31	11.3	22.4	B4345*A4568M00#
6800	76.9 × 143.2	18	27	22	35	12.8	21.4	B4345*A4688M00#
8200	76.9 × 168.7	15	23	18	42	15.4	23.7	B4345*B4828M00#
10000	76.9 × 220.7	10	15	12	55	19.8	27.5	B4345*C4109M00#
12000	76.9 × 220.7	9.0	14	11	57	22.5	31.7	B4345*B4129M00#
15000	91.0 × 221.0	7.0	11	8.0	73	26.5	39.2	B4345*A4159M00#
$V_R = 400$ V DC								
1500	51.6 × 80.7	69	104	83	15	5.4	10.9	B4345*D9158M000
2200	51.6 × 105.7	59	89	71	18	6.5	11.6	B4345*B9228M000
2200	64.3 × 80.7	59	89	71	18	6.4	12.3	B4345*C9228M00#
3300	64.3 × 105.7	36	54	43	25	9.0	15.9	B4345*A9338M00#
4700	76.9 × 105.7	27	41	32	27	9.9	19.3	B4345*A9478M00#
5600	76.9 × 143.2	22	33	26	31	11.4	18.8	B4345*A9568M00#
6800	76.9 × 143.2	20	30	24	35	12.6	21.9	B4345*A9688M00#
8200	91.0 × 144.5	17	26	20	40	14.5	24.6	B4345*A9828M00#
10000	76.9 × 220.7	15	23	18	47	17.1	23.8	B4345*A9109M00#
12000	91.0 × 221.0	12	18	14	54	19.6	28.5	B4345*A9129M00#

Figura 2.5: Tabla de Condensadores EPCOS

Observando la figura 2.5 se puede ver que una posible solución sería colocar dos condensadores en paralelo de $2200\mu F$ con $V_R = 400V$. Por lo tanto, los ripples en bornes de los condensadores serían:

$$\Delta_{V_{C_1}} = |29.5m\Omega + \frac{1}{j2\pi 300Hz 4400\mu F}| 4A = 0.497V < 0.6V \quad (2.61)$$

$$\Delta_{V_{C_2}} = |29.5m\Omega + \frac{1}{j2\pi 300Hz 4400\mu F}| 1.4A = 0.174V < 0.6V \quad (2.62)$$

Por lo tanto, con estas capacidades equivalentes, la frecuencias de corte del sistema quedan en:

$$f_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{4400\mu F 10mH}} = 24.244Hz \quad (2.63)$$

$$f_2 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{4400\mu F 28mH}} = 14.339Hz \quad (2.64)$$

Que queda un poco por debajo de los 30Hz previstos (lo cuál favorece al funcionamiento del circuito).

2.3. Diseño de Cables

Se asume las siguientes hipótesis que se implementarán:

1. Las bobinas diseñadas son lo suficientemente grande de forma tal de considerar la corriente de salida lisa. Notar que en dicho caso, al ser lisa dicha corriente, su valor de continua coincide con su valor RMS.
2. Largos de cables menores a 4m.

2.3.1. Cables de Salida a Fuente Principal

La corriente máxima de salida de la fuente 1 es: 20A . Dicho cable deberá estar sometido a una temperatura ambiente máxima de 40°C . De la tabla 2.6 se obtiene el factor de corrección por temperatura correspondiente (se utilizará cable con aislamiento en PVC):

TIPO DE AISLAMIENTO	TEMPERATURA IC														
	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80
V	1.15	1.10	1.05	1	0.94	0.88	0.82	0.75	0.67	0.58	0.47	-	-	-	-
B	1.13	1.09	1.04	1	0.97	0.91	0.87	0.82	0.77	-	-	-	-	-	-
D	1.11	1.07	1.04	1	0.96	0.92	0.88	0.83	0.79	-	-	-	-	-	-
R	1.11	1.08	1.04	1	0.96	0.92	0.88	0.84	0.79	0.73	0.68	0.63	0.56	0.48	0.39
P	1.13	1.08	1.04	1	0.96	0.91	0.87	0.79	0.73	-	-	-	-	-	-

V = Cloruro de Polivinilo

B = Goma Butilica

D = Etileno - Propileno

R = Polietileno reticulado

P = Papel impregnado

Figura 2.6: Factor de Corrección por Temperatura

El criterio de corriente admisible establece que:

$$f_A f_T I_z > Id_1 \quad (2.65)$$

donde:

1. f_A es el factor de agrupamiento que en éste caso vale 1
2. f_T es el factor de corrección por temperatura que en éste caso vale 0.88
3. Id_1 es la máxima corriente de salida del rectificador que en este caso vale 20A

Con la tabla 2.7 se elije la sección de cable de $1.5mm^2$:

Sección Nominal mm ²	Conductor al aire libre PVC			
	Temperatura aire 25°C			
	2 unipolar	3 unipolar	1 bipolar	1 tri o trepolar
0,75	15	11	15	13
1	18	14	18	15
1,5	23	18	23	20
2	28	22	27	23
2,5	32	25	32	26
4	43	35	42	36
6	56	45	54	46
10	78	64	74	64
16	105	87	100	85
25	139	117	126	107
35	172	145	157	134
50	208	177	192	162
70	266	229	246	208
95	322	280	299	252

Figura 2.7: Secciones de Cables

Obteniendo:

$$1 \times 0.88 \times 33A = 20.24A > 20A \quad (2.66)$$

Ahora falta verificar el criterio de caída de tensión. La sección mínima para tener una caída de tensión dada se puede expresar como sigue:

$$S = \frac{2LW}{keV} \quad (2.67)$$

donde:

1. L es el largo del cables en metros
2. W es la potencia en vatios
3. e es el porcentaje de caída de tensión admisible
4. $k = 48.4$ para cables de cobre con aislación en PVC

5. $V = 230V$ es la tensión de suministro

Por tanto, la mínima sección necesaria por el criterio de caída de tensión será:

$$S = \frac{24m(300V)20A}{48.40.05(230V)^2} = 0.0187mm^2 \quad (2.68)$$

Por lo tanto, la sección de $1.5mm^2$ satisface los criterios de caída de tensión y corriente admisible. Dado que la máxima corriente que circulará por todo el circuito de potencia no superará el valor de $20A$ RMS, con cables de $2mm^2$ se podrían realizar todas las conexiones. Ahora bien, como se utilizarán los cables que se disponen en el Taller de Máquinas Eléctricas del Instituto de Ingeniería Eléctrica, y estos tienen una sección de $6mm^2$, el diseño de cables está hecho satisfactoriamente.

2.4. Diseño de Snubber

El puente de tiristores está continuamente conmutando por la red. Los efectos de dicha conmutación hacen que las formas de onda de tensión y corriente no sean las deseadas, dado que se producen sobre-corrientes y sobre-tensiones. Para reducir estos efectos es que se utilizan los famosos circuitos de Snubber's. Hay dos objetivos básicos:

a) Mantener los puntos de operación dentro de la zona de operación segura, limitando sobre-tensiones y sobre-corrientes.

b) Disminuir la disipación de potencia en el tiristor durante la conmutación, evitando que valores altos de tensión y corriente ocurran simultáneamente.

Para cumplir con dicho objetivo se utilizará un circuito RC serie de amortiguación de oscilaciones. En la hoja de datos del fabricante de los tiristores se brindan los valores de la resistencia R y capacidad C a utilizar. Estos valores son: $R = 10\Omega$ y $C = 0.1\mu F$. Lo único que resta para determinar completamente el circuito de amortiguación es la potencia máxima que se disipará en la resistencia R . Para esto se puede realizar lo siguiente: toda la energía con la que el condensador quedará cargado será la que disipará la resistencia. Como la energía que almacenará dicho condensador se puede expresar como sigue:

$$P = 0.5CV^2f \quad (2.69)$$

donde $C = 0.1\mu F$, V es la máxima tensión a la que quedará sometido el condensador y $f = 50Hz$ la frecuencia de la red de alimentación, sólo resta hallar el valor de V . Para obtener dicho valor de V se debe resolver el circuito RC bajo consideración. Acudiendo al método fasorial, si la tensión de alimentación es $u(t) = U\sqrt{2}\cos(\omega t)$ entonces el fasor de tensión queda como sigue:

$$V = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (2.70)$$

El valor de U es el valor de pico la tensión de entrada el cuál debe ser afectado por la relación de transformación del transformador. Además, se debe considerar un peor caso

que es cuando la tensión de entrada de la red es máxima. Como por norma la empresa de distribución de energía eléctrica asegura que esta no podrá variar en más del 20% concluimos que:

$$U = (230V)(1.2)(0.78) = 215.28V \quad (2.71)$$

Entonces:

$$V = \frac{215.28V\sqrt{2}}{\sqrt{1 + (100\pi 10\Omega 0.1\mu F)^2}} = 304.45V \quad (2.72)$$

Finalmente:

$$P = 0.5(0.1\mu F)(304.45V)^2(50Hz) = 0.23W \quad (2.73)$$

Como se utilizarán resistencias del Taller de Máquinas Eléctricas, será de valor superior al anterior. Por lo tanto:

Resistencia del snubber	$R_s = 10\Omega$, $P = 5W$
Condensador del snubber	$C_s = 0.1\mu F$

Cuadro 2.18: Snubber

2.5. Diseño de Protecciones

2.5.1. Introducción

En esta sección se establecerán las condiciones de diseño de las protecciones de la fuente. Primero que nada debe quedar claro porqué es necesario que exista un sistema de protecciones de la fuente. Para entender este punto supongamos que por alguna razón desconocida se cortocircuitan los bornes de salida, en ese caso, el control debería limitar la corriente de salida a la máxima corriente de salida (20A para una salida y 7A para la otra salida). Pero sabemos que los sistemas de control pueden fallar y por lo tanto necesitaremos un sistema de protección que pueda proteger al sistema de esa corriente de falla. Aquí hay un punto que se debe aclarar, y es que también, eventualmente, podría fallar la protección, pero es claro que la probabilidad de que ambas cosas fallen (control+protección) es menor que la probabilidad que falle sólo el control.

2.5.2. Diseño de Protección

Tal como se explicó en la sección anterior es necesario diseñar una protección para que proteja al equipo. Dichas protecciones serán dos llaves termomagnéticas. Las llaves protegerán al equipo de dos posibles casos: corrientes de sobrecarga y corrientes de cortocircuito.

Para diseñar la llave termomagnética de la salida se deberán conseguir dos llaves de continua con corrientes nominales superiores a 20A y 7A, respectivamente. En el mercado

se consiguen dos de valores apenas superiores a los anteriores: 25A y 10A.

Para dimensionar la llave termomagnética de cada salida se razona de la siguiente manera. Se calcula la potencia de entrada al equipo. Para eso se recuerda que el mismo tendrá una eficiencia del 88%. Por lo tanto:

$$P_{in} = \frac{8.1kW}{0.88} \quad (2.74)$$

Por definición, la potencia trifásica se puede expresar como:

$$P_{in} = U\sqrt{3}I = 230\sqrt{3}I \quad (2.75)$$

La corriente de entrada al sistema se puede calcular utilizando la ley de Ampère:

$$N_1I_1 = N_2I_2 + N_3I_3 \quad (2.76)$$

Despejando resulta que:

$$I_1 = \frac{N_2I_2 + N_3I_3}{N_1} = \frac{1}{0.78}(20A + 7A) = 34.6A \quad (2.77)$$

Recordemos que el valor anterior no es el valor RMS de la corriente de entrada al puente. Sabemos (por lo ya explicado en secciones anteriores) que el valor RMS se puede expresar como:

$$I_{1_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{3}}34.6A = 28.3A \quad (2.78)$$

Entonces, se debe conseguir una llave termomagnética cuyo térmico esté cercano a 28.3A. Por posibles errores en cálculos se puede ajustar el térmico de la llave cercano a 32A.

Ahora sólo falta ajustar el magnético de la llave. Para eso se debe tener en cuenta que en el encendido el transformador consume (debido a su rama de vacío) una corriente de valor 10 veces mayor a la nominal. Por lo tanto, el magnético debería ajustarse a 283A.



3P	0,5	A9F84370	A9F85370	6
	1	A9F84301	A9F85301	
	2	A9F84302	A9F85302	
	3	A9F84303	A9F85303	
	4	A9F84304	A9F85304	
	6	A9F86306	A9F87306	A9F85306
	10	A9F86310	A9F87310	A9F85310
	16	A9F86316	A9F87316	A9F85316
	20	A9F86320	A9F87320	A9F85320
	25	A9F86325	A9F87325	A9F85325
	32	A9F86332	A9F87332	A9F85332
	40	A9F86340	A9F87340	A9F85340
	50	A9F86350	A9F87350	A9F85350
3 polos protegidos	63	A9F86363	A9F87363	A9F85363

Figura 2.8: TM

Capítulo 3

Circuito Disparo

3.1. Introducción

El circuito de disparo es una parte crucial en el diseño de la fuente, sus características son elementos claves para obtener la salida deseada. Su objetivo es proporcionar la corriente de gate necesaria para que el tiristor pase de bloqueo directo a conducción. Para el diseño del circuito se procedió a determinar el área de operación de trabajo y luego su topología.

3.2. Determinación del Área de Operación

El área de operación de trabajo consiste en caracterizar completamente el pulso de corriente que se aplica al circuito gate-cátodo en el tiristor. Esto implica determinar la amplitud, forma y duración de la corriente de gate.

La duración del pulso de corriente, debe ser lo suficientemente grande para encender al tiristor, pero a la vez, debe tener en cuenta la potencia máxima que éste puede soportar. Como criterio de diseño, se consideró el peor caso, es decir un tiempo de conducción correspondiente a 120° en 50 Hz :

$$t_c = \frac{120^\circ 20ms}{360^\circ} = 6.6ms$$

Si bien no es necesario, con este tiempo se asegura que el tiristor va a conducir. Además de facilitar la implementación, este tiempo facilita el re-encendido de tiristores que se apagan en operación. Conociendo el tiempo de conducción, se recurre a la hoja de datos del tiristor (modelo CD431290) para calcular los parámetros máximos permitidos asegurando un correcto funcionamiento.

Observando la tabla anterior se puede observar que el tiristor soporta una potencia máxima de pico de $\hat{P}_{max} = 12W$ en 5 ms , y una potencia media de $\bar{P}_{Gmax} = 2W$, por lo tanto para un tiempo de conducción de $6.66ms$ la potencia de pico queda:

$$\hat{P}_{max} = \frac{2W 20ms}{6.6ms} = 6.06W$$

Parámetro	Valor	Unidades	Nota
\hat{P}_{max}	12	W	$t_p < 5ms$
\overline{P}_{Gmax}	3	W	

Cuadro 3.1: Datos obtenidos de la hoja de datos del tiristor.

Para determinar la amplitud de la corriente necesaria para prender el tiristor se recurrió a su hoja de datos. El fabricante asegura que para una temperatura de juntura de $-40\text{ }^\circ\text{C}$, la corriente de gate I_G y el voltaje gate-cátodo V_{GK} valen $270mA$ y $4V$ respectivamente. Mientras que para $25\text{ }^\circ\text{C}$, I_G vale $150mA$ y V_{GK} $1.7V$. El aumento de la temperatura provoca que la corriente de encendido del tiristor disminuya, así como también el voltaje gate-cátodo. Por lo tanto, como modo conservativo se diseña un circuito capaz de entregar de $150mA$ a $270mA$. De esta manera la amplitud del pulso de corriente vale:

$$I_G \in (150mA, 270mA) \implies V_{GK} \in (1.7V, 4V)$$

Solo resta verificar que con estos valores la potencia de pico y la potencia media se encuentren dentro de los rangos permitidos:

$$\begin{aligned}\hat{P}_{max} &= 0.7A * 5V = 3.5W < 6.06W \\ \overline{P}_{Gmax} &= \frac{3.5W * 6.6ms}{20ms} = 1.155W < 3W\end{aligned}$$

Resumiendo, el área de operación es:

$$I_G \in (150mA, 270mA) \implies V_{GK} \in (1.7V, 4V)$$

Siendo I_G un pulso de corriente que puede variar entre $150mA$ y $270mA$, lo mas parecido a un escalón, con una duración de $6.6ms$.

3.3. Diseño del Circuito

A continuación se diseñó el circuito de disparo, el cual reproduce mediante hardware el pulso de corriente que se determinó en la sección anterior, para así encender el tiristor. Por estos últimos, pasan corriente importante y deben bloquear tensiones elevadas, lo que pone en riesgo cualquier circuito electrónico que se les conecte. Por esto es necesario que el circuito de disparo a implementar cuente con aislación galvánica. Para lograrlo existen básicamente dos métodos que derivan en dos topologías distintas, transformadores de pulso y optoacopladores.

- **Optoacopladores:** Los optoacopladores son circuitos con semiconductores que tienen en su entrada un diodo emisor de Luz, normalmente del tipo de emisión infrarroja y en su salida, tiene un semiconductor “detector de luz”, como por ejemplo un

fototransistor. Ambos circuitos, están acoplados mediante “un dieléctrico” transparente, proporcionando, entre ellos, una aislamiento eléctrico, entre 5 y 15 KV. De esta manera el circuito de control que se conecta en la entrada del optoacoplador y la salida se conecta a la compuerta de disparo del tiristor, asegurando entre ellos una alta tensión de aislamiento. El inconveniente de este tipo de aislamiento, es la necesidad de contar con una fuente auxiliar separada y esto aumenta el costo y el peso del circuito de disparo.

- **Transformadores de Pulso:** Son transformadores especiales que permiten reproducir en los secundarios pulsos de tensión de muy corta duración. Son construidos con núcleos magnéticos de gran permeabilidad, con aleaciones especiales. Tienen un solo devanado primario y pueden tener uno o varios devanados secundarios. Con varios devanados secundarios se pueden lograr señales pulsantes simultáneas capaz de encender al tiristor . Estos transformadores se caracterizan por tener una inductancia de fuga muy pequeña, y el tiempo de subida del pulso deberá ser muy pequeño. Con un pulso relativamente largo, y con baja frecuencia de conmutación, el transformador se satura y la salida se distorsiona.

En este proyecto la cantidad de fuentes de alimentación no es un problema, por lo que no se tuvo en cuenta este factor a la hora de elegir la tecnología del circuito de disparo. Los optoacopladores son sencillos de comprar y conseguir en el mercado local, solo hace falta buscar dentro del catálogo del fabricante el optoacoplador que cumple con los requerimientos del circuito para obtenerlos , mientras que los transformadores de pulso son fabricados a medida por lo que para conseguirlos es necesario mandarlos a construir de fabrica mediante un diseño mas exhaustivo. Por otro lado los transformadores de pulsos son usados con mas frecuencia que los optoacopladores en la construcción de equipos similares al de este proyecto. Con estos factores en mente y buscando generar nuevas experiencias con el diseño de la fuente, se eligió como topología del circuito de disparo los optoacopladores.

Como ya se mencionó, la principal desventaja de los optoacopladores es que necesitan fuentes aisladas para funcionar, aumentando el peso del equipo. En un puente rectificador de seis pulsos dos vías como el que se muestra en la figura 3.1, los tiristores del grupo de arriba (1,3,5) tienen una referencia común para el disparo, ya que tienen los cátodos unidos . El problema lo presentan los tiristores del grupo de abajo (6,2,4) pues sus cátodos tienen una tensión variable respecto al resto de su mismo grupo de tiristores. En consecuencia para implementar este circuito se necesitan 4 fuentes por puente rectificador.

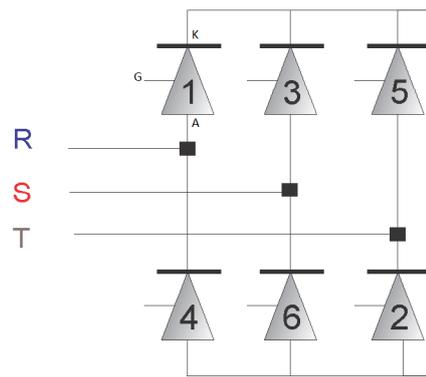


Figura 3.1: Rectificador seis pulsos.

Ya con la topología de diseño definida, se procedió a diseñar el circuito completo de disparo. Para esto, se tuvo en cuenta entre varias cosas, que el control será quién comande el momento de disparo y que el circuito debe de ser capaz de variar la corriente de entrada al gate del tiristor. La figura 3.2 muestra el circuito propuesto para el disparo de un tiristor en particular.

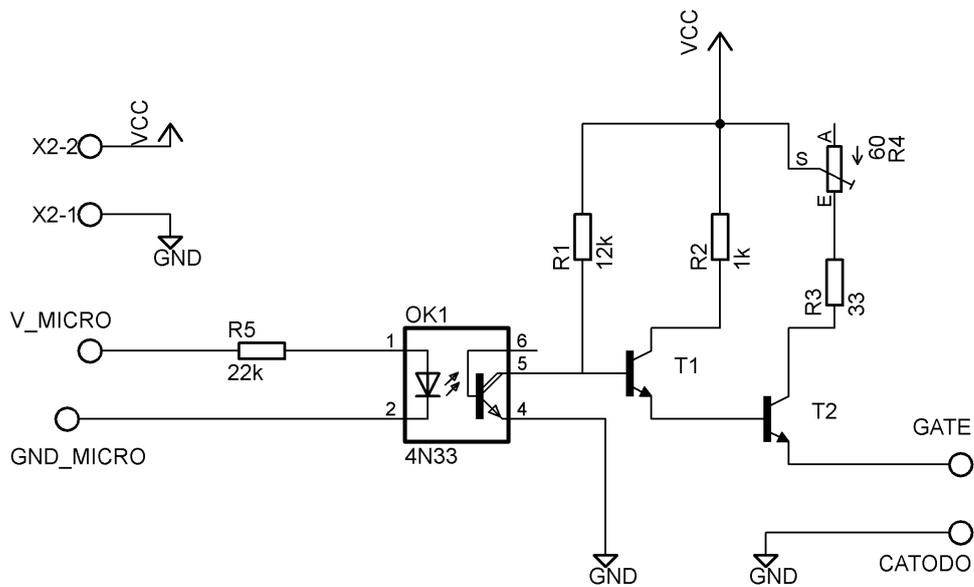


Figura 3.2: Circuito de Disparo propuesto, formado por resistencias transistores y un optocoplador

El funcionamiento del circuito es el siguiente. Para que el tiristor este apagado, el control envía constantemente voltaje a la entrada del circuito generando una corriente a través del diodo emisor del optocoplador. Del lado del receptor se encenderá el transistor del mismo generando que toda la corriente circule por este, evitando que se encienda T_1 , por lo tanto tampoco el tiristor. En el momento que el control decide encender el tiristor, el mismo deja de enviar voltaje, apagando al optocoplador y dando lugar a que circule

corriente por la base de T_1 , para que luego polarice a T_2 y este inyecte al gate la corriente.

Para de determinar los valores de las resistencias es necesario saber que:

- 1- El voltaje de salida de los pines del controlador es de $5V$.
- 2- La transferencia de corriente del optocoplador se encuentra en la figura C.1.
- 3- Todos los transistores trabajan en corte-saturación, de modo de minimizar la potencia disipada sobre ellos.
- 4- Se eligió el voltaje de la fuente externa V_{CC} en $12V$ de modo de mantener la corriente por el colector de T_2 constante ante variaciones del voltaje gate-cátodo.
- 5- Se diseñó para el peor caso.
- 6- El β_{Min} de los tranistores es 100. El voltaje de saturación V_{CEsat} de T_1 y T_2 es $0.3V$ mientras que el del optocoplador es de $1V$.
- 7- De la sección anterior debemos entregar como máximo $I_G = 270mA$ con $V_{GK} \in (1.7V, 4V)$.

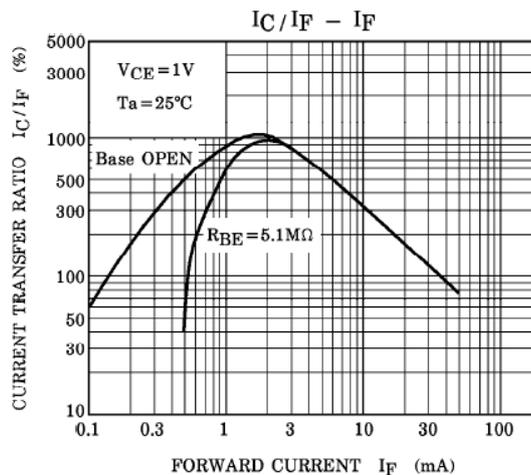


Figura 3.3: Transferencia de corriente del optocoplador, siendo I_C la corriente por el receptor, e I_F la corriente por el emisor.

Los cálculos realizados para determinar el valor de las resistencias del circuito se encuentran en el Anexo B. En la Tabla 3.2 se encuentra un resumen de los componentes utilizados para armar el circuito de disparo.

Finalmente con todos los valores determinados se construyó el plano de armado en el programa EAGLE:

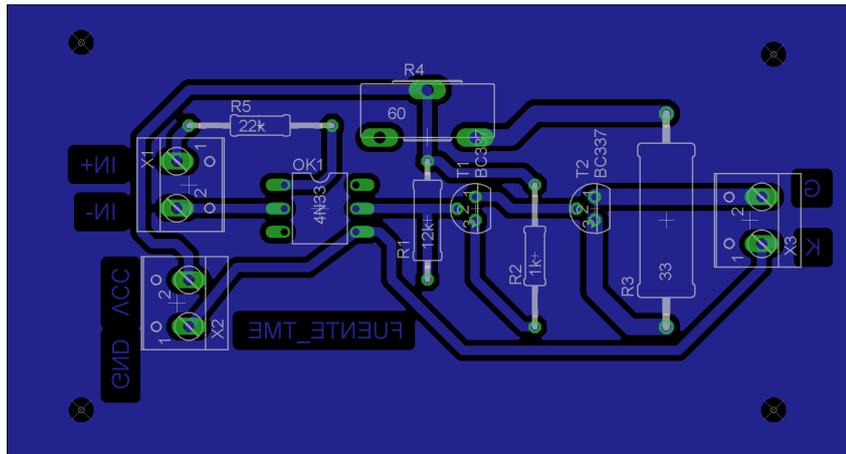


Figura 3.4: Plano de armado del circuito de disparo.

3.3.1. Lista de Materiales

A continuación se detalla la lista de materiales para la construcción del circuito de Disparo:

Componente	Valor / Modelo	Potencia	Cantidad
R_1	$12k \Omega$	0.25 W	1
R_2	$1k \Omega$	0.25	1
R_3	33Ω	5 W	1
R_4	60Ω / Preset	5 W	1
R_5	$18k \Omega$	0.25 W	1
T_1	BC337	-	1
T_2	BC337	-	1
OK1	4N33	-	1
V_{CC}	12 V	-	-
Conectores	CONWAGOx2	-	3

Cuadro 3.2: Lista de materiales del Circuito de Disparo.

Capítulo 4

Sincronismo

4.1. Introducción

El control debe tener alguna referencia de las señales de entradas para realizar el disparo en el momento adecuado. Esta es la función del sincronismo. Éste, valga la redundancia, sincroniza al control con las señales de entrada, proporcionando al mismo un voltaje de referencia en un momento dado. A continuación se describe el diseño y funcionamiento del mismo.

4.2. Marco Teórico

Consideremos el tiristor T_1 de la figura 4.1 del puente de tiristores de la fuente. Su ánodo se encuentra siempre conectado a una fase de la red $V_R(t)$, mientras que su cátodo varía entre las tres fases $V_R(t), V_S(t), V_T(t)$, llamemos a este último voltaje V_A . A diferencia de un diodo, T_1 conducirá cuando se cumpla que el voltaje ánodo-cátodo sea positivo ($V_R(t)$ sea mayor a $V_S(t)$ y a $V_T(t)$) y el control le envíe la señal de disparo.

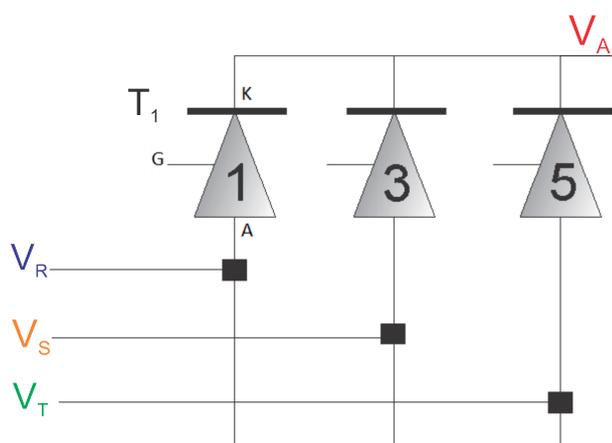


Figura 4.1: Grupo de arriba del puente de tiristores. El ánodo de T_1 siempre está conectado a V_R mientras que su cátodo puede tomar los valores V_R, V_S, V_T .

El control decide disparar a T_1 cierto tiempo después de su instante de conmutación natural. A continuación se repasan los siguientes términos:

- **Instante de Conmutación Natural :** Instante en el cual la tensión ánodo-cátodo del tiristor se vuelve positiva, por lo tanto el tiristor se encuentra en bloqueo directo.
- **Tiempo de disparo t_α :** Tiempo que transcurre desde que el tiristor está en su instante de conmutación natural hasta que es disparado.

La figura 4.2 muestra el instante en el que T_1 comienza a conducir. Al principio T_1 está apagado ya que su tensión de cátodo vale $V_A = V_T$ (señal en rojo) y la tensión de ánodo vale V_R (señal azul). En el momento en el que estas señales se cruzan ocurre el instante de conmutación natural. En este momento no conduce T_1 sino que lo hace un tiempo de t_α más tarde cuando el control envía el pulso de gate. A partir de ese instante la tensión V_A pasa a valer V_R .

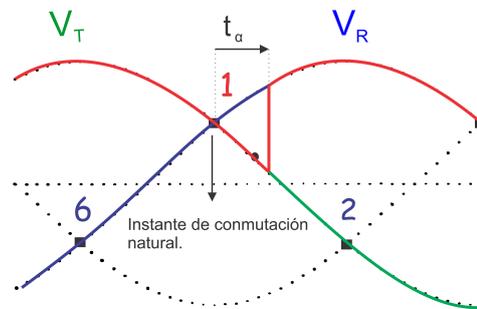


Figura 4.2: Tiempo alpha e instante de conmutación natural de T_1

Por lo tanto si el control conociera el instante de conmutación natural del tiristor, solo tendría que contar el tiempo t_α y enviar la señal de disparo al mismo. De esta manera el control estaría sincronizado.

Si T_1 fuera un diodo, automáticamente en el instante en el que su tensión de ánodo-cátodo es positiva, conducirá detectando el instante de conmutación natural. Es así que la manera más simple de detectar el instante de conmutación de T_1 es conectarle a éste un diodo en paralelo. De esta manera cuando el diodo entra en conducción, avisará al control dándole la referencia necesaria para disparar el tiristor. En base a esta idea se diseñó el circuito de sincronismo.

4.3. Presentación y Diseño Del Circuito

Hasta el momento se conoce que el sistema de sincronismo estará conectado en paralelo al tiristor, detectando su instante de conmutación natural. Además, este detector será implementado con un diodo por lo cual el circuito debe ser capaz de soportar las tensiones de bloqueo del tiristor. La figura 4.3 muestra la tensión ánodo-cátodo de un tiristor, en

particular de un puente de tiristores¹ con carga resistiva. El puente esta conectado a una red trifásica de amplitud $\sqrt{2} * 230V$ al igual que la que va a tener conectada la fuente.

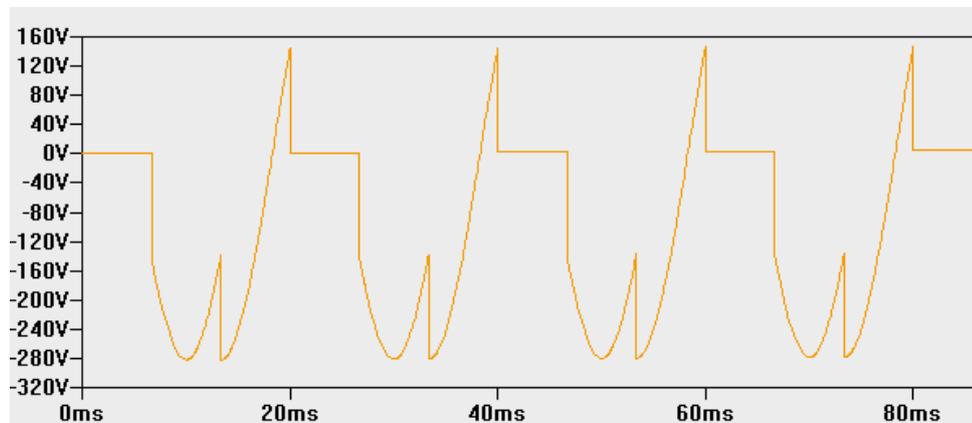


Figura 4.3: Tensión inversa del tiristor, su máximo valor es el pico de la tensión de entrada.

La tensión inversa máxima que soporta el tiristor y deberá soportar el sincronismo es el pico de la tensión de línea, osea $\sqrt{2} * 230V$. Con esto en mente y recordando las altas corriente que circularán por el tiristor se desprende que el circuito debe estar aislado eléctricamente del resto de la electrónica de la fuente.

Teniendo en cuenta todos estos factores se diseño el siguiente circuito:

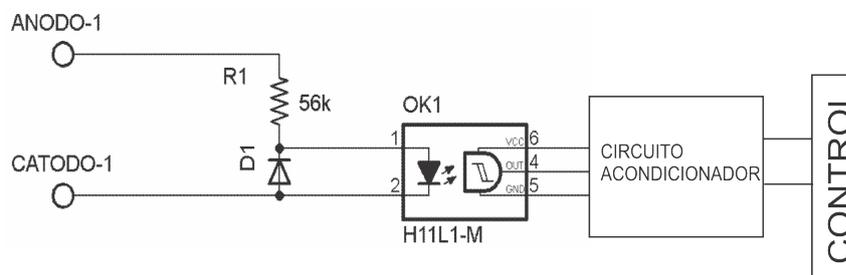


Figura 4.4: Cicruito Sincronismo. En particular se muestra la parte de alta tensión del mismo.

El circuito obtenido esta formado por una resistencia (R_1) cuyo objetivo es limitar las elevadas corrientes y un optoacoplador($OK1$) que detecta el instante de conmutación y a la vez cumple la función de aislación eléctrica. En anti-paralelo a éste y al tiristor hay un diodo (D_1) cuyo objetivo es proteger al octocoplador de la tension inversa antes estudiada del tiristor. Luego la salida del optoacoplador es acondicionada para que el control la entienda correctamente.

El modelo utilizado para el optoacoplador es el H11L1M, su salida incorpora un smmith-trigger el cual provee mayor inmunidad al ruido en la conmutación, a su vez cuenta con

¹Ver anexo puente de tiristores

una salida lógica compatible con el micro-controlador. Sus características de interés se encuentran en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor	Unidades	Nota
I_{Fon}	1	mA	Corriente mínima capaz de detectar.
I_{Fmax}	60	mA	Corriente máxima soportada por el transmisor del optoacoplador.
V_O	V_{CC}	V	Voltaje salida del integrado si la entrada esta en bajo.
V_O	0	V	Voltaje salida del integrado si la entrada esta en alto.
I_O	50	mA	Corriente de salida máxima del optoacoplador.

Cuadro 4.1: Datos obtenidos de la hoja de datos del optoacoplador H11L1M.

A partir de los primeros dos datos de la tabla anterior se determinó el valor de R_1 . Esta resistencia no deja pasar mas corriente por el optoacoplador que aquella permitida cuando el tiristor se encuentra en la máxima tensión de bloqueo, osea:

$$\frac{\sqrt{2} * 230}{R_1} < I_{Fmax} \longrightarrow R_1 > 51k\Omega(1)$$

Por otro lado hay que verificar que con el valor elegido de resistencia el optoacoplador, el circuito sea capaz de detectar el instante de conmutación, antes de que sea encendido el tiristor $t_{\alpha min}$ después. Recordando, el tiempo mínimo de disparo de la fuente es de $t = 0.83ms$ el cual corresponde a $\alpha_{min} = 15^\circ$. La figura 4.5 ayuda a corroborar esto:

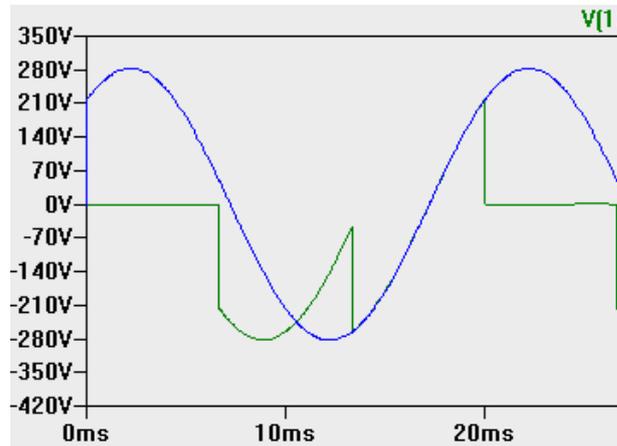


Figura 4.5: La señal en verde corresponde a la tensión ánodo-cátodo del tiristor T_1 mientras que la señal en azul corresponde a la tensión compuesta U_{RT} .

La señal en verde corresponde a la tensión ánodo-cátodo del tiristor T_1 mientras que la señal en azul corresponde a la tensión compuesta U_{RT} . El instante de conmutación natural de T_1 se da cuando la señal en verde es mayor que cero. En ese momento las dos señales coinciden, en particular si tomamos ese instante como $t = 0$, la tensión ánodo-cátodo vale $U_{RS} \sin(\omega t)$ y será cero t_α después, como muestra la figura. Entonces la condición que

debe cumplir la resistencia para que el optoacoplador detecte el instante de conmutación natural para cualquier α es:

$$\frac{\sqrt{2} * 230 \sin(\alpha_{min})}{R_1} > I_{Fon} \longrightarrow R_1 < 84k\Omega(2)$$

Usando (1) y (2) elegimos el valor de R_1 :

$$R_1 = 56k$$

Es importante notar que el circuito de sincronismo tendrá un cierto tiempo de retardo para detectar el instante de sincronismo. Este tiempo corresponde al voltaje mínimo que a través de R_1 circula la corriente mínima que es capaz de detectar el optoacoplador. Entonces como I_{Fmin} y $R_1 = 56k$ el voltaje mínimo de detección resulta:

$$V_{minDeteccion} = I_{Fmin}R_1 = 56V \longrightarrow \alpha_{minDeteccion} = 10 \implies t_{offset} = 0.55ms$$

El valor de t_{offset} será importante para programar el control. En la sección 3.3 se explica como se corrige este offset.

Para terminar de determinar la resistencia R_1 falta calcular la potencia que ésta disipa. En la figura 4.3 se muestra la tensión a la que es sometida (despreciando la tensión sobre el diodo), por lo tanto la potencia disipada queda:

$$P_{R_1} = \frac{V_{RMS}^2}{R_1} \implies V_{RMS} = \frac{\sqrt{\int_0^\alpha (\sqrt{2}*230)^2 \sin(x)^2 dx + \int_\alpha^{\alpha+\pi/3} (\sqrt{2}*230)^2 \sin(x)^2 dx + \int_0^{\alpha-\pi/3} (\sqrt{2}*230)^2 \cos(x)^2 dx}}{\sqrt{2\pi}}$$

El peor caso se da para $\alpha = 15^\circ$:

$$P_{R_1} = 0.354W$$

Hasta el momento se ha determinado dentro del circuito de sincronismo la parte que se encuentra a alta tensión. Ahora resta calcular todo lo que queda después de la salida del optoacoplador, osea el circuito acondicionador según la figura 4.4. Éste fue diseñado en base a la lógica de salida del optoacoplador y de los recursos del micro-controlador. Una primera idea fue conectar la salida del optoacoplador a los pines de interrupción del control, de modo que en el instante de conmutación natural el sincronismo interrumpa al control avisándole. Por lo tanto como hay 6 tiristores se necesitarían 6 pines por lo menos. Lamentablemente el micro-controlador cuenta únicamente con 6 pines con interrupciones por flanco, lo que los agotaría si se usaran en su totalidad para el sincronismo. Esto no puede suceder ya que hay otras elementos de la fuente que necesitan al menos uno de estos pines. Para solucionar esto se utilizó un OR con dos entradas, las salidas de cada circuito del optocoplador y por último, un pin de interrupción del control como salida de dicho OR. Por otro lado ésto implica un problema adicional, dado que el control hora no conoce qué tiristor esta en su instante de conmutación natural cuando lo interrumpen. La solución es agregar un dispositivo que guarde quién está en su instante de conmutación natural, para que el control pueda leer esa información cuando es interrumpido. Este dispositivo es un flip-flop tipo D.

Finalmente en el diseño se buscó reducir el espacio que ocuparía este circuito en la fuente, por lo que cada PCB contiene tres circuitos de sincronismo que corresponden a los tiristores del grupo de arriba o abajo. Además se optó por utilizar dos pines de interrupción del micro-controlador (una para cada grupo), de modo de disminuir la dificultad en la programación del control. La figura 4.6 muestra el circuito completo del sincronismo para tres tiristores (grupo de arriba o de abajo).

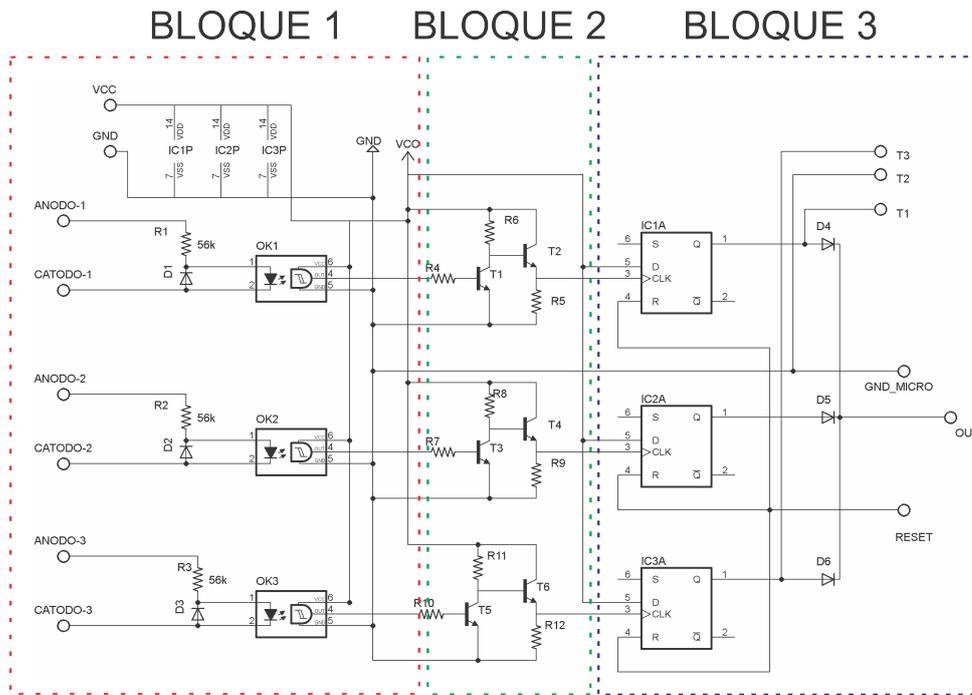


Figura 4.6: Circuito de sincronismo completo para 3 tiristores.

El circuito de sincronismo puede dividirse en 3 bloques como se muestra en la figura. El primer bloque contiene la conexión entre el tiristor y el optoacoplador, por lo tanto es donde se encuentra la alta tensión. El segundo bloque fue añadido para acondicionar la salida del optoacoplador a la entrada del flip-flop. Éste invierte la salida del optocoplador de V_{CC} a GND o al viceversa. Sin este acondicionamiento el circuito no funcionaría ya que el flip-flop actualiza su salida únicamente si detecta flancos de subida en su entrada clock y el optoacoplador funciona por nivel bajo. El detalle del diseño de este bloque no se estudiará ya que es muy similar al circuito de disparo.

El último bloque contiene los flip-flops y los bornes de salida para la comunicación del sincronismo con el control. Se conectó en la entrada de cada flip-flop V_{CC} , mientras que las salidas de los mismos están conectadas entre sí a través de un diodo. Esta configuración implementa un OR entre las salidas que luego es conectada a un borne para su futura conexión con el pin de interrupción del control. A su vez las salida de los flip-flops son accesibles por el micro-controlador para su futura lectura a través de los conectores de salida. Por último el pin RESET de los flip-flops están conectados entre sí para que el control pueda resetearlos cuando desee.

Ya con todos los elementos definidos del circuito completo del sincronismo, se repasa el funcionamiento del mismo: Suponiendo que el circuito de la figura 4.6 esta conectado al grupo de arriba del puente de tiristores de la fuente y que ninguno de los tiristores se encuentra en su instante de conmutación natural. Por lo tanto la salida del optoacoplador será V_{CC} , que luego de pasar por el bloque 2 queda en OV . Al no ocurrir ningún flanco de subida en la entrada del clock del flip flop no se actualiza su salida a V_{CC} , entonces el control no será interrumpido. Ahora cierto tiempo después en el que uno de los tiristores del grupo de arriba llega a su instante de conmutación natural el optoacoplador lo detectará (a menos de cierto tiempo), poniendo su salida en OV , que luego de salir por el bloque 2 pasará a valer V_{CC} generando un flanco de subida en el clock. En ese momento el flip flop actualizará su salida en V_{CC} interrumpiendo al control, para que éste en el momento que desee lea las salidas de los flip-flops identificando al tiristor que lo interrumpió.

Hasta el momento se mostró cómo con un circuito tan simple podemos sincronizar al control. Sin embargo este circuito presenta una dificultad cuando el ángulo de disparo es mayor a 60° . Si se observa la figura 4.7 que contiene la tensión ánodo-cátodo de un tiristor, se puede ver que antes de que se produzca su instante de conmutación natural la tensión sobre éste se vuelve positiva.

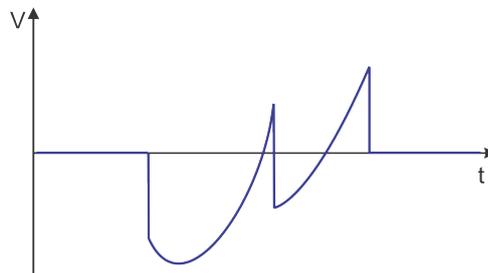


Figura 4.7: Tensión ánodo-cátodo del tiristor para α mayor a 60 grados .

Esto es un problema ya que para ángulos mayores a $60^\circ + \alpha_{minDeteccion}$ cada tiristor interrumpe dos veces, creando confusión al detectar el instante de conmutación natural. Si suponemos que la figura anterior corresponde la tensión sobre T_1 , vale mencionar que esta falsa interrupción se dará antes de que el tiristor T_5 comience a conducir y antes del instante de conmutación natural de T_1 . Con esto en mente se corrigió mediante software éste problema, en la sección 6.4 se detalla de que manera.

Finalmente el plano de armado en el programa EAGLE quedó de la siguiente manera:

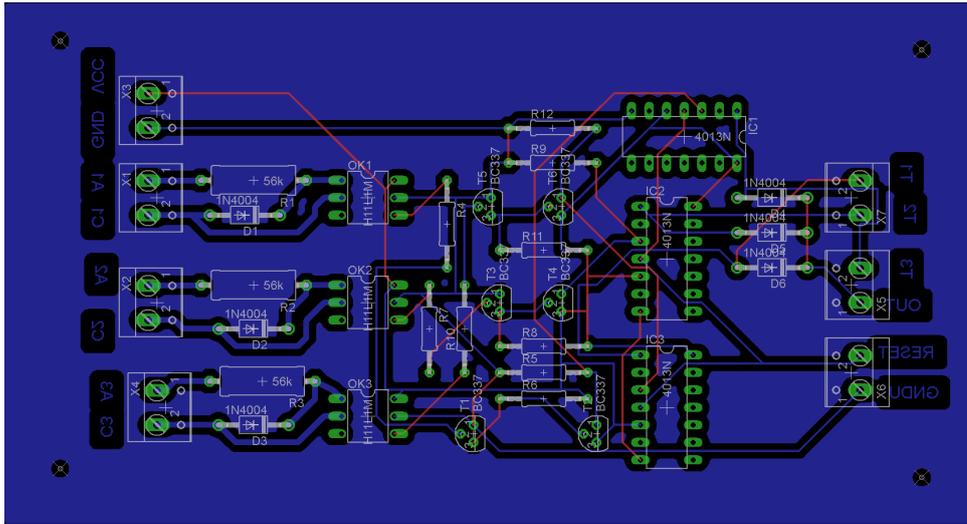


Figura 4.8: Plano de armado del circuito de sincronismo.

4.4. Lista De Materiales

A continuación se detalla la lista de materiales para la construcción del circuito de sincronismo:

Componente	Valor / Modelo	Potencia	Cantidad
R_1	$56k \Omega$	2 W	3
D_1	1N4001	-	3
OK1	H11L1M	-	3
R_4	$27k \Omega$	0.25 W	3
R_5	$56k \Omega$	0.25 W	3
R_6	$8.1k \Omega$	0.25 W	3
T_1	BC337	-	3
T_2	BC337	-	3
D_4	1N4001	-	3
V_{CC}	5 V	-	-
IC1A	5 V	-	3
Conectores	CONWAGOx2	-	7

Cuadro 4.2: Lista de materiales circuito sincronismo.

Capítulo 5

Circuitos de Medida

5.1. Introducción

Se quieren diseñar dos circuitos de medida. Un diseño para medir las tensiones de las dos salidas, y el otro para medir las corrientes de salidas. Se requieren por lo tanto cuatro placas de medida distintas, contando cada salida del rectificador con una placa de medida de tensión y otra de corriente. Como detalle de diseño, también se tendrá consideración sobre el ancho de banda de la señal a medir, para realizar un muestreo eficiente.

5.2. Medida de Corriente

Se diseñará primero el circuito para medir corrientes, contando con la cantidad y tipo de componentes y sus correspondientes valores técnicos. Para esto se pretende definir primero las características generales de cada uno, y son las siguientes:

Ancho de banda, el ancho de banda del circuito de medida depende en su mayoría de los componentes armónicos de la señal de salida. Considerando que la frecuencia de la red es de 50Hz, entonces la señal de salida tendrá una frecuencia fundamental de 300Hz (debido al rectificador de 6 pulsos 2 vías). Se quiere entonces filtrar todos aquellos armónicos por encima del sexto armónico; el armónico tiene una frecuencia de 3600Hz. Se debe entonces proveer el circuito con un filtro pasabajos con frecuencia de corte en un valor aproximado a esta anterior. Otro factor importante es la frecuencia de muestreo máxima que se puede conseguir, que ronda los 9KHz.

Corriente de pico, la corriente de pico puede llegar a ser de un 20% del valor nominal. Esto se especifica de esta forma para que el circuito sea capaz de medir valores mayores al nominal y poder llevar un registro del valor real, ya que de otra forma habría que truncar la medida y se estaría perdiendo información sobre la señal.

Aislación, aislación entre la salida y circuito de medida usando sensores de efecto Hall.

Rango de salida, la salida del circuito de medida deberá estar en el rango de $[0 \dots 5]V$, valiendo 5V para una corriente un poco superior a la corriente de pico.

En base a estas especificaciones, el diagrama del circuito de medida propuesto puede verse en la figura 5.1.

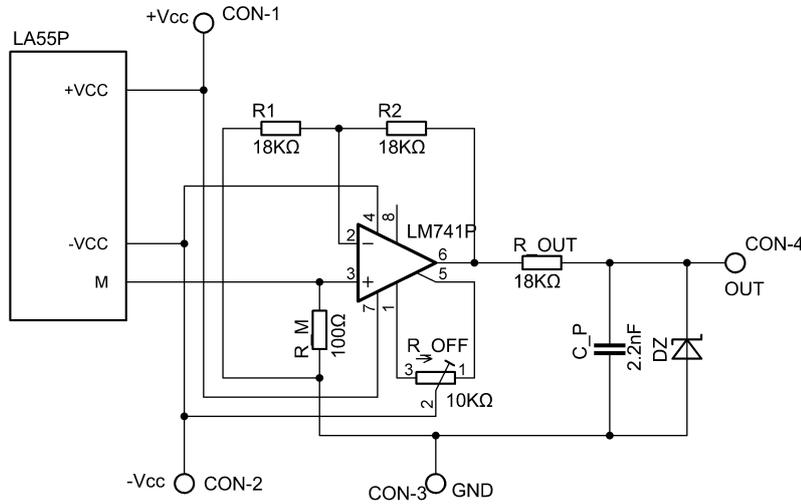


Figura 5.1: Esquemático del circuito para acondicionar la medida de corriente.

Notar que se coloca un diodo zener a la salida del circuito. Esto es porque la alimentación es de $\pm 12V$, la cual se escogió así porque el amplificador operacional no es rail-to-rail. Incluso si se usara un rail-to-rail con alimentación positiva de $5V$ y con negativo a tierra virtual, no se llegaría a cubrir todo el rango $[0 \dots 5]V$. por eso se requiere que al menos la tensión positiva sea de $+12V$. La tensión negativa se escoge entonces como $-12V$ para un correcto funcionamiento.

Usar esta alimentación, haría que en caso de alguna falla, el transductor entregue una tensión/corriente mayor a la tolerada, y de esta forma se podría llegar a tener $\pm 12V$ en la entrada al ADC del microcontrolador (salida del circuito de medida), lo que podría ocasionarle daños al microcontrolador. Al colocar este diodo zener, se está limitando las tensiones máxima y mínima a $6,8V$ y $-0,7V$ respectivamente.

A continuación se detalla el análisis del circuito de medida de corriente.

5.2.1. Detalles del Circuito Propuesto

En primer lugar se fija de manera arbitraria el valor máximo de la corriente a medir (en valor de pico), la cual se propone que vale

$$\hat{I}_0 = 25A$$

De la hoja de datos del sensor de efecto Hall LA55P que se ve en la figura 5.1, se obtiene la relación de conversión entre la corriente de medida i_m (saliente desde la pata M del LA55P) y la corriente de entrada I_0 (salida del rectificador). Esta relación cumple:

$$i_m = \frac{I_0}{1000} \Rightarrow \hat{i}_m = 25mA \quad (5.1)$$

Ahora, analizando el circuito en ganancia continua, se tiene que

$$v_0 = \underbrace{\left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) R_m \right]}_G i_m \quad (5.2)$$

Con G la ganancia del circuito. Considerando el rango máximo de salida en $5V$ y la ecuación (5.1), entonces

$$\left. \begin{array}{l} \hat{v}_0 = G \hat{i}_m = 5V \\ \hat{i}_m = 25mA \end{array} \right\} \Rightarrow G = \frac{\hat{v}_0}{\hat{i}_m} = 200V/A \quad (5.3)$$

Se elije luego el valor

$$\boxed{R_m = 100\Omega}$$

Este valor es el máximo permitido para el transductor de efecto Hall¹, y por lo tanto se obtiene mayor ganancia en la primer etapa de acondicionamiento de la señal a medir.

Con este valor, juntando las ecuaciones (5.2) y (5.3) se tiene que

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{G}{100} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{G}{100} - 1 = 1 \Rightarrow R_2 = R_1 \quad (5.4)$$

Antes de dar valores a las resistencias R_1 y R_2 , es interesante analizar el polo del sistema y la resistencia de salida (que funciona tanto para determinar el polo de salida como limitador de corriente en la salida):

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{out} C_p} \quad (5.5)$$

Se elijen entonces valores comerciales de componentes para R_1 , R_2 , R_{out} y C_p :

$$\boxed{R_1 = R_2 = R_{out} = 18K\Omega} \quad \boxed{C_p = 2, 2nF}$$

Reemplazando estos valores en la ecuación (5.5) se tiene que

$$f_p \approx 4KHz$$

Luego se elije el valor de tensión del diodo zener, la cual debe ser mayor a $5V$. Considerando la curva del diodo cerca de la tensión de avalancha, se determina el siguiente valor:

$$\boxed{V_Z = 6, 8V}$$

Por último se verifica que la corriente de salida del amplificador operacional no supere nunca los $20mA$. Para esto se supone un cortocircuito en la salida del circuito de medida. Este cortocircuito puede darse o bien por un cortocircuito real y físico, en el cual la salida está conectada directamente a tierra, o bien porque la frecuencia de la señal de

¹Ver hoja de datos del LA55P.

entrada supera ampliamente a la frecuencia del polo, y esta señal es de gran amplitud. Esta corriente de salida i_{outCC} puede ser tanto positiva como negativa y vale:

$$|i_{outCC}| = \frac{|V_{CC}|}{R_{out}} = \frac{12V}{18K\Omega} = 667\mu A$$

Por último cabe destacar que el valor de la resistencia variable R_{offset} es de $10K\Omega$ como lo indica la hoja de datos del amplificador operacional 741. Esta resistencia variable se usa para cancelar la tensión de offset que pueda aparecer en el operacional y/o en el sensor de efecto hall. Esto se ve en más detalle en la sección 6.3 correspondiente al control.

Se muestra entonces una tabla con los valores de componentes especificados:

Componente	Valor	Potencia
R_m	100Ω	$0,25W$
R_1	$18K\Omega$	$0,25W$
R_2	$18K\Omega$	$0,25W$
R_{out}	$18K\Omega$	$0,25W$
C_p	$2,2nF$	—
R_{offset}	$10K\Omega$	$0,25W$
V_Z	$6,8V$	$0,5W$
$+V_{CC}$	$12V$	—
$-V_{CC}$	$-12V$	—

Cuadro 5.1: Tabla de valores de componentes para medida de corriente.

5.2.2. Circuito Impreso

A continuación se muestra el dibujo del circuito impreso propuesto:

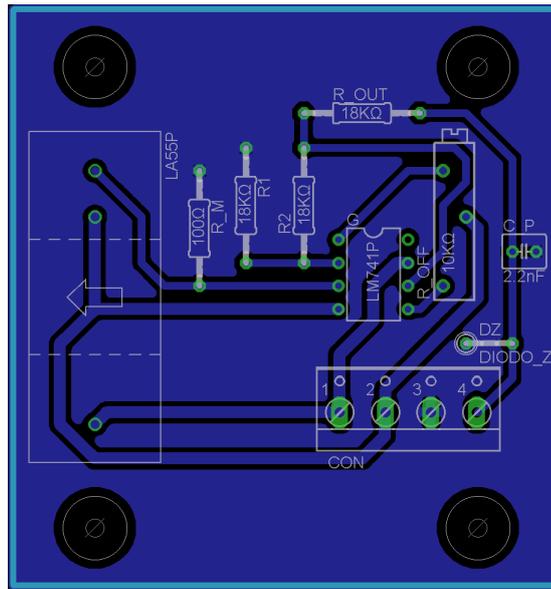


Figura 5.2: Circuito impreso para la medida de corriente.

5.3. Medida de Tensión

Este circuito será diseñado para cumplir unas características muy similares al circuito de medida de corriente diseñado en la sección 5.2. Sus características son las siguientes:

Ancho de banda, el ancho de banda del circuito de medida depende en su mayoría de los componentes armónicos de la señal de salida. Considerando que la frecuencia de la red es de 50Hz, entonces la señal de salida tendrá una frecuencia fundamental de 300Hz (debido al rectificador de 6 pulsos 2 vías). Se quiere entonces filtrar todos aquellos armónicos por encima del sexto armónico; el armónico tiene una frecuencia de 3600Hz. Se debe entonces proveer el circuito con un filtro pasabajos con frecuencia de corte en un valor aproximado a esta anterior. Otro factor importante es la frecuencia de muestreo máxima que se puede conseguir, que ronda los 9KHz.

Tensión de pico la tensión de pico puede llegar a ser de un 1% del valor de la componente de continua en su valor máximo.

Aislación, aislación entre la salida y circuito de medida usando sensor de efecto Hall (requiere colocar una resistencia de valor arbitrario entre los terminales de salida y medir la corriente que la atraviesa).

Rango de salida, la salida del circuito de medida deberá estar en el rango de $[0 \dots 5]V$, valiendo 5V para una tensión un poco superior a la tensión de pico.

5.3.1. Detalles del Circuito Propuesto

Estas especificaciones requeridas son iguales que para el circuito de medida de corriente visto en la sección 5.3, por lo que se tiene que la mayor parte del circuito para acondicionar

la señal será igual al de medida de corriente. Este nuevo circuito para medir tensión es el siguiente:

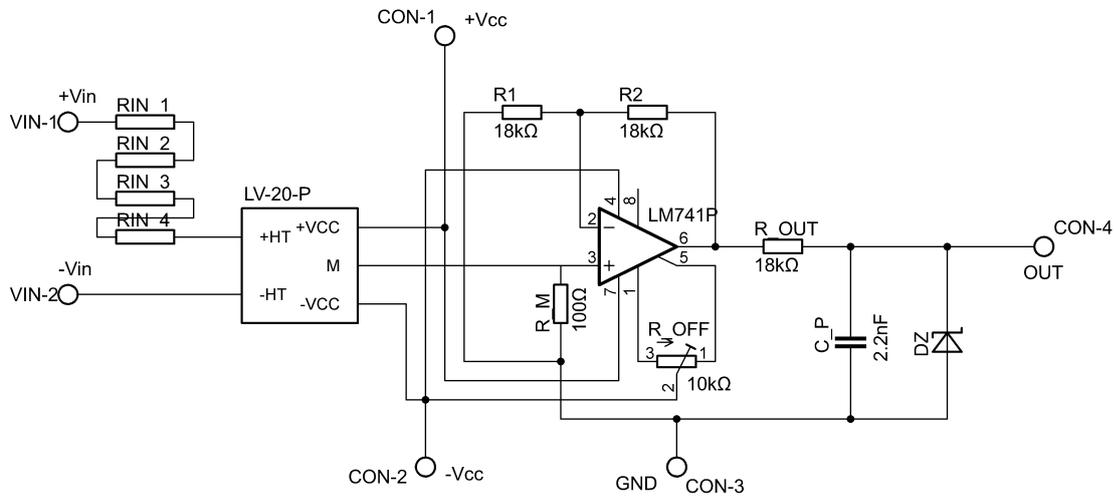


Figura 5.3: Esquemático para acondicionar la medida de tensión.

Los valores de componentes son:

Componente	Valor	Potencia
R_m	100Ω	0,25W
R_1	18KΩ	0,25W
R_2	18KΩ	0,25W
R_{out}	18KΩ	0,25W
C_p	2,2nF	—
R_{offset}	10KΩ	0,25W
$R_{in,1}$	10KΩ	5W
$R_{in,2}$	10KΩ	5W
$R_{in,3}$	10KΩ	5W
$R_{in,4}$	4,7KΩ	5W
V_Z	6,8V	0,5W
$+V_{CC}$	12V	—
$-V_{CC}$	-12V	—

Cuadro 5.2: Tabla de valores de componentes para medida de corriente.

5.3.2. Circuito Impreso

El circuito impreso es el siguiente:

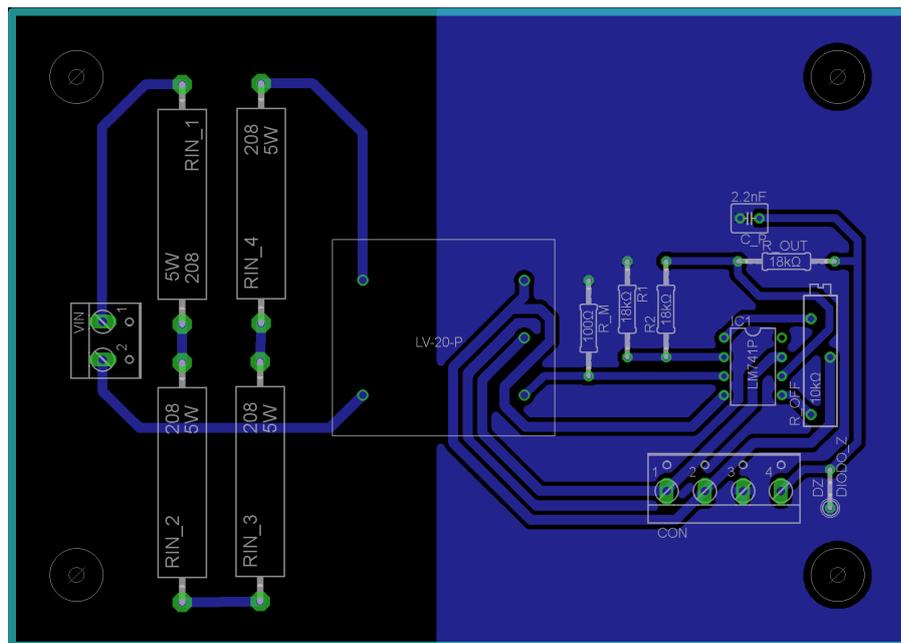


Figura 5.4: Circuito impreso para la medida de tensión.

Capítulo 6

Control de la Fuente

6.1. Introducción

El módulo de control de la fuente es el encargado de unificar e interactuar con todas las partes de la fuente, y contiene el registro y la toma de decisiones del equipo en todo momento. Se pretende realizar un diseño modular de la fuente, centralizado en este módulo.

Este módulo abarca todo el software desarrollado. Dentro de este software se diferencian entre los diferentes sub-módulos, cada uno correspondiente a un módulo del sistema. Además tiene una parte de hardware, que incluye el microcontrolador usado y las interfaces de hardware para comunicarse con el resto de los módulos.

Para conocer el diseño específico de hardware de los demás módulos, debe referirse a la sección correspondiente (ver índice).

6.2. Descripción del Sistema

Desde el punto de vista del control, la fuente a diseñar está separada en seis grandes módulos que interactúan entre sí. Este diseño modular permite un depurado más eficiente y a su vez permite que cada módulo de la fuente pueda ser actualizado o reparado por separado, sin afectar al resto de los módulos y tampoco el funcionamiento global del sistema. Para una descripción gráfica, se presenta la siguiente figura que muestra estos módulos y las relaciones que tiene cada uno con el resto:

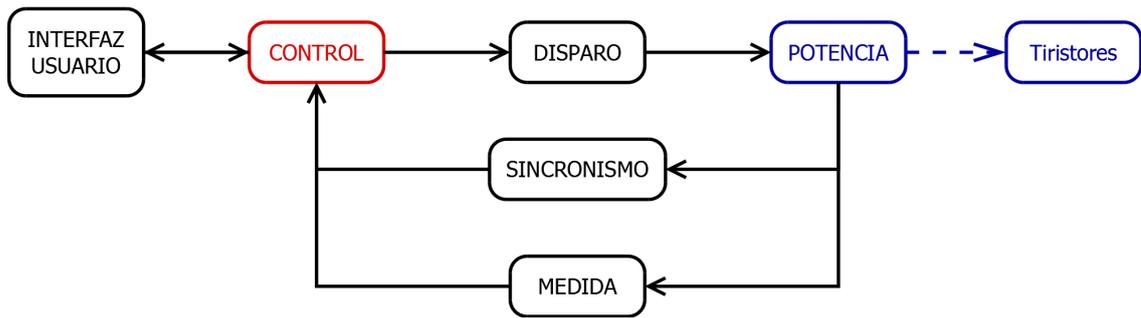


Figura 6.1: Diagrama de módulos de la fuente.

En la figura 6.1 se ve la cuántas relaciones tiene el módulo de control, y en qué forma se relaciona con el resto (relación de sensor o actuador). Está directamente conectado con la mayoría de ellos, excepto por el módulo de potencia y sus sub-módulos. Los bloques en color negro en la figura hacen referencia al hardware específico de cada módulo (referirse al índice para ver en detalle el diseño de hardware de cada módulo). Los bloques en color rojo indican que dicho bloque está implementado en software predominantemente, a menos del hardware de soporte.

Se ve entonces que el módulo de control interactúa con los restantes enviando y recibiendo señales o compartiendo información; lleva un registro del estado del sistema en todo momento. El módulo de potencia mantiene relaciones de dependencia y es quien recibe al final las órdenes desde el control a través del módulo de disparo, y también es sensado por los módulos de sincronismo y medida para luego actuar sobre él. De esta manera, se forma un sistema de control de circuito cerrado, y por lo tanto, el módulo de control contiene también la lógica del controlador.

En este esquema, a los módulos de Circuito de Disparo, Sincronismo, Medida, e Interfaz con el Usuario se les llama *recursos*. Cada uno de estos *recursos* está compuesto por un componente de hardware y uno de software. Se pretende en esta sección exponer el diseño del software de cada recurso y las funcionalidades específicas de cada uno.

Para conocer el diseño del hardware específico de cada módulo, referirse a la sección correspondiente (ver índice).

6.2.1. Elección del Microcontrolador

Para la implementación del control de todo el sistema, donde éste está diseñado y programado, se usan cuatro Arduino Mega2560(R3). Estos módulos cuentan con microcontroladores ATmega2560 de la empresa Atmel. Se usan 2 Arduinos por cada salida de la fuente, y cada par de Arduinos se diseñan y programan de manera idéntica, salvo por el requisito de la potencia de cada salida.

Arduino es una plataforma open-source diseñada para ser usada en prototipos electrónicos. La elección de éstos módulos para usarse como microcontroladores se hace en base a varias ventajas que estos módulos tienen:

Hardware libre, la licencia bajo la cual se distribuyen estos módulos permite usarlos para crear productos comerciales, pero sin necesidad de revelar diseños propios del sistema.

Software libre, permite programar cada módulo con un ambiente IDE gratuito, además de tener un programador de fábrica incorporado en el microcontrolador.

Fácil de usar, cada módulo tiene incorporado una interfaz USB desde la cual se puede programar o incluso comandar teniendo la programación adecuada. El PC lo reconoce al conectarlo (“Plug and Play”).

Fácil de programar, todo el proyecto Arduino incluye librerías de código para aprovechar las funcionalidades de los microcontroladores. Estas librerías pueden ser modificadas, o incluso se pueden crear nuevas librerías.

Escalable, se consiguen en el mercado diferentes variedades de módulos como complemento, compatibles con Arduino que permiten agregar funcionalidades fácilmente.

Económicos, el hecho de que sean de hardware y software libre, permite que se encuentren Arduinos en el mercado a precios accesibles, y módulos que lo complementan también a precios accesibles.

Como se ve en esta lista, Arduino es un hardware libre que incluye un ambiente de desarrollo de software, también libre. En principio, esto permite que sea fácil de usar y su costo sea muy accesible.

Sin embargo, Arduino tiene la desventaja de estar orientado a usuarios en general, y esa sencillez que lo hace atractivo también hace que el código que se incluye en las librerías nativas sea en general ineficiente. Por esto, suele ser necesario modificar completamente alguna librería o crear una totalmente nueva para satisfacer los requisitos del sistema que se quiere controlar. Es necesario estudiar detalladamente el funcionamiento de las librerías y de las hojas de datos (sobre todo del microcontrolador Atmega2560), para conseguir un código eficiente que permita explotar las capacidades de estos módulos.

6.2.2. Especificaciones del Arduino

Es de interés conocer las especificaciones técnicas del microcontrolador Atmega2560 y de las capacidades del Arduino (que básicamente son las mismas que tiene el microcontrolador). Con esto se pueden conocer las ventajas y limitaciones a la hora de diseñar el control y los recursos. Las más relevantes para el controlador a diseñar son las siguientes:

- Velocidad de reloj de 16MHz.
- 6 temporizadores independientes, 2 temporizadores de 8 bits y 4 temporizadores de 16 bits.

- 16 canales de entrada de ADC.
- Frecuencia de muestreo del ADC de hasta 76.000 muestras por segundo.
- 6 pines para manejar interrupciones externas.
- 4 puertos seriales para comunicaciones con otros Arduinos o PC con velocidades de hasta 115.200 baudios (14.400 bytes/s).
- 54 pines de entrada/salida digitales.

6.2.3. Interacción Entre Los Arduinos

Como se mencionó anteriormente, cada salida de la fuente tendrá dos Arduinos. Estos arduinos se comunicarán entre sí por un puerto serial (el cual viene implementado en hardware en el propio Arduino), y en algún caso que se explicará más adelante, tendrán señales digitales. Cada Arduino contiene los módulos tal y como explica la figura 6.2.

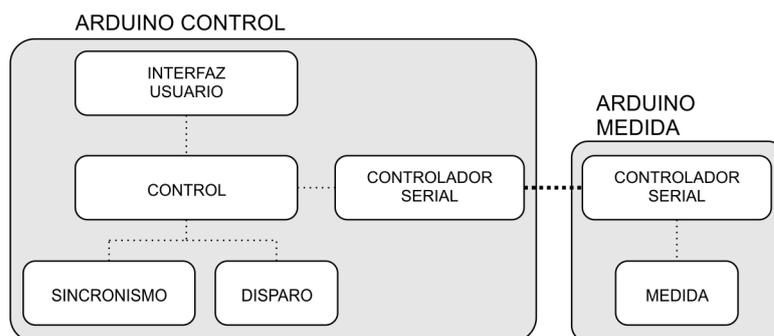


Figura 6.2: Diagrama de interacción entre los arduinos y los correspondientes módulos en cada uno.

En esta figura también es posible ver que en cada Arduino hay dos sub-módulos a llamados *controladores de puerto serie*. Estos controladores son los que permiten la comunicación entre ambos, independizándose del resto de los módulos en cuanto a funcionalidad. Proveen interfaces de software para una comunicación más ordenada.

También es importante observar que un Arduino está enteramente dedicado a la toma de medidas, llamado *Arduino de medida*. El otro Arduino que contiene al resto de los módulos se llama *Arduino de control*.

6.3. Módulo de Medida

En esta parte se analizará el diseño correspondiente al módulo de medida. Este módulo tiene como funciones medir la tensión y corriente de la salida de la fuente (es igual para ambas salidas de la fuente). Se desea medir los valores de continua de salida de la fuente,

sabiendo que la señal de entrada está compuesta por una componente de continua mayor o igual a cero y varios armónicos.

El módulo de medida es, en principio, independiente del hardware de medida a utilizar dado que solamente está presente en la salida como un conversor analógico-digital (que puede considerarse de impedancia de entrada infinita). A pesar de esto, deben tenerse en cuenta las especificaciones dadas en la sección 5.

El módulo de medida será programado en un Arduino y será el único módulo en el mismo (además de un controlador serial para comunicarse con el Arduino de control). Esto se debe a la cantidad de recursos demandados por el módulo, sobre todo en cuanto a velocidad de procesamiento.

6.3.1. Funcionamiento Esperado

El módulo de medida funciona tomando los valores medios de tensión y corriente en cada salida. Para estos valores, se considera que el valor de tensión tiene un rizado despreciable, por lo que se considera que su valor medio es el valor “real” medido por este módulo. Para la medida de corriente, que se considera que tiene variaciones “apreciables”, se calcula el valor medio cada vez que se recibe una nueva muestra.

Para un análisis más detallado, primero se tiene que la frecuencia y período de muestreo valen:

$$f_{muestreo} \approx 9000 \text{ Hz} \Rightarrow T_{muestreo} = 111,1 \mu s \quad (6.1)$$

Luego, considerando que la frecuencia de la red es de 50 Hz , se tiene que la frecuencia en la salida tiene la frecuencia fundamental en 300 Hz . Por lo tanto, en cada período de la señal ($3,3 \text{ ms}$) se toman 32 muestras. Se desea además calcular el valor medio de corriente con una ventana igual al período de la señal.

Esto quiere decir que se calcula el valor medio de corriente con 32 muestras. Considerando además que la ventana es deslizante, y el valor medio se calcula con cada nueva muestra tomada, se tiene que el valor medio de corriente vale:

$$\bar{I}[nT] = \frac{I[(n-31)T] + I[(n-30)T] + \dots + I[nT]}{32} \quad (6.2)$$

Donde n es el número de muestra, T el período de muestreo, y nT el tiempo en que se toma una muestra. Gráficamente, la ventana de medidas se considera como en la figura 6.3.

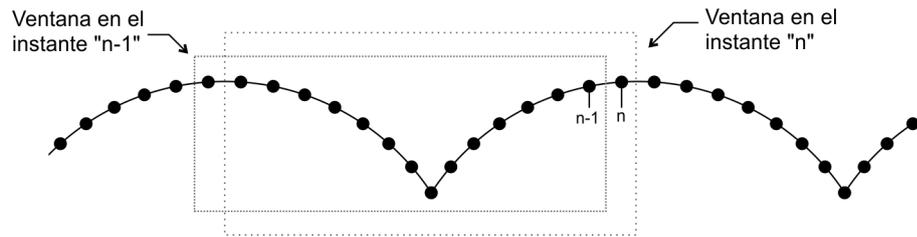


Figura 6.3: Ventana de muestras usadas para calcular el valor medio de corriente.

Se ve en el anexo B.1 el detalle de tiempos en el módulo de medida.

Luego, como se explicó al principio de esta parte, la medida de tensión se hace por solicitud debido a su bajo contenido armónico en la salida. Esto quiere decir que se mide un valor de tensión únicamente cuando se requiere el envío de datos, evitando de esta forma saturar el microcontrolador con medidas de tensión.

El Arduino de control puede solicitar el envío de datos disparando una interrupción en uno de los pines del Arduino de medida. Entonces el Arduino de control espera a que el Arduino de medida le envíe a través del puerto serie los datos medidos. Se puede ver la asignación de pines en el plano de cableado en el anexo D.

Tomando como referencia la figura B.1 del anexo B.1, una solicitud de envío de datos puede ocurrir en cualquier momento. Sin embargo, esta solicitud queda en espera, y se comienza a medir únicamente en el instante posterior al de obtener una medida de corriente completa. Tiene este funcionamiento sin importar el instante en que llegue la solicitud, con lo cual se evita que se solapen los instantes de medida de corriente y tensión, ya que no pueden haber dos medidas simultáneas por disponer de un solo ADC.

6.3.2. Solicitud y Envío de Datos

Durante un período normal de funcionamiento (cuando no se han solicitado envío de datos), tal como muestra la figura B.1, el módulo permanece tomando muestras de la corriente y calculando el valor medio (calculando el promedio de las muestras en la ventana que se ve en la figura 6.3) en cada período de muestreo.

En algún momento, cuando el Arduino de control solicite el envío de datos, enviará una interrupción al Arduino de medida con tal motivo. Dicha interrupción puede ser vista como pseudo-aleatoria desde el punto de vista del Arduino de medida, lo cual significa que puede llegar en cualquier instante en la figura B.1. Cada vez que esto sucede, se deja en espera hasta que se reciba una señal de que una medida de corriente ha terminado, independientemente de cuál sea el momento en que llegue la solicitud de envío de datos. Con esto se logra llevar un control sobre las muestras, impidiendo que se solapen ambas medidas de corriente y tensión, y por lo tanto se evitan incoherencias en las medidas. Además se evitan incoherencias en el período de muestreo, ya que al comienzo de cada

período ocurre la medida de la corriente, y de alterarse, se alteraría dicho período.

Esto significa que el inicio de envío de datos puede demorarse como máximo $2T_{muestreo} = 222,2 \mu s$ desde el momento en que se solicita. Además, sólo se puede tener en espera una medida, por lo que si llegara otra solicitud de envío de datos sin que se haya efectuado el primer envío, ésta última solicitud será descartada.

6.4. Módulo de Sincronismo y Disparo

A pesar de que los módulos de sincronismo y disparo son considerados en principio como dos módulos separados, es necesario tomarlos como un único módulo integrado por los dos sub-módulos de sincronismo y disparo. Esto es debido a que están fuertemente relacionados entre sí porque manejan tiempos que deben ser lo más precisos posibles para el correcto funcionamiento del equipo. Se irá desarrollando en esta sección con más detalle este punto, así como el diseño de todo el módulo de Sincronismo y Disparo (y en particular los sub-módulos que lo componen que llevan los mismos nombres).

En esta parte se analizará el funcionamiento esperado del módulo de Sincronismo y Disparo. Se verá primero el funcionamiento de cada sub-módulo, y luego la integración de ambos y la relación que lleva a que sean integrados en un único módulo.

6.4.1. El Sub-módulo de Sincronismo

En relación con lo expuesto en la sección 4, éste módulo está encargado de indicar mediante señales digitales el estado de conmutación natural de cada tiristor. El circuito descrito en la sección 4 permite la adecuación de las señales y las convierte en señales digitales. Estas señales en forma de pulsos son recibidas por el microcontrolador, el cual las toma en forma de interrupciones. En ese momento, el sistema registra el momento en que estas interrupciones sucedieron. Se puede observar que este momento se toma como referencia temporal, lo que es fundamental para la sincronización de los tiempos de disparo mediante el sub-módulo de Disparo.

En cada instante de conmutación natural, el sub-módulo de sincronismo registra entonces el momento en que sucede este evento, y se lo envía al sub-módulo de disparo para que actúe disparando el tiristor en cuestión en el tiempo/ángulo en que el módulo principal de control determine.

Se puede ver en la figura 6.4 una interpretación de lo que sucede en el momento en que un tiristor llega al estado de conmutación natural:

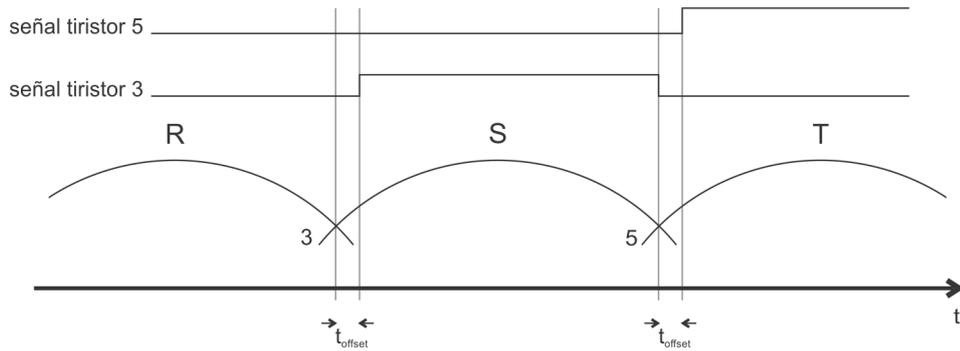


Figura 6.4: Diagrama de funcionamiento del sincronismo del sistema.

Se ve entonces que el módulo de sincronismo detecta los instantes de conmutación natural de los tiristores con un tiempo de retardo al que se llama t_{offset} . Este retardo t_{offset} es fijo y está determinado por el circuito de sincronismo de la sección 4. Por estar determinado y fijo, es posible calcularlo y medirlo para corregirlo mediante software. En principio, este t_{offset} es enviado al sub-módulo de disparo para que haga la corrección correspondiente.

El sincronismo está separado en dos grupos de tiristores, el *grupo de arriba* (tiristores 1, 3 y 5) y el *grupo de abajo* (tiristores 2, 4 y 6). El funcionamiento es idéntico para ambos grupos de tiristores, y cumplen las mismas propiedades.

6.4.2. El Sub-módulo de Disparo

Este sub-módulo tiene como tarea disparar cada tiristor en la secuencia correcta, y se comunica constantemente con el sub-módulo de sincronismo. Por lo tanto debe tener un registro del estado de los tiristores, si están en estado “activo” (tensión ánodo-cátodo positiva), en estado de “prendido”, o en estado de “apagado”.

También se encarga de temporizar los disparos de los tiristores que le indique el sincronismo (siempre que sea válido), con el tiempo/ángulo de disparo que le indique el módulo de control. Al definir el tiempo de disparo, se tiene en cuenta el tiempo de retardo t_{offset} que agrega el circuito de sincronismo.

Como actuador para el disparo de los tiristores, éste sub-módulo usa el hardware descrito en la sección 3. El disparo de los tiristores se hace por nivel bajo, es decir, colocando $0V$ en la salida correspondiente al gate del tiristor que se desea disparar. Un tiristor permanecerá apagado si en la salida correspondiente al gate se colocan $5V$ (1 digital).

6.4.3. El Módulo de Sincronismo y Disparo

Como se explicó anteriormente en esta sección, el módulo de Sincronismo y Disparo es la composición de los dos sub-módulos de Sincronismo y de Disparo. Esto se diseñó así porque los sub-módulos que lo componen tienen gran interacción mutua, y comparten muchos

valores. Al estar integrados en un mismo módulo, permite compartir direcciones de memoria (con cierto cuidado en la programación) para una interacción más fluida. De haber estado en módulos separados, es necesario crear funciones que permitan leer o escribir ciertos parámetros en memoria, lo que lleva a tener más carga de cómputo de datos, influyendo negativamente en el rendimiento del microcontrolador.

Además, al querer disminuir el error en el tiempo de disparo de los tiristores respecto al tiempo de sincronismo, es valioso disminuir esta sobrecarga en el microcontrolador, lo que evita tener que estimar el error en tiempo que esta sobrecarga produciría. Por lo tanto, tener todo integrado en un mismo módulo compartiendo valores en memoria aumenta el rendimiento y precisión en el sincronismo y disparo de los tiristores, sin afectar demasiado la prolijidad del programa.

Así los sub-módulos de Sincronismo y de Disparo comparten no solo direcciones de memoria, sino también las señales de sincronismo de los tiristores. Se muestra en la figura 6.5 la actuación de estos módulos en conjunto.

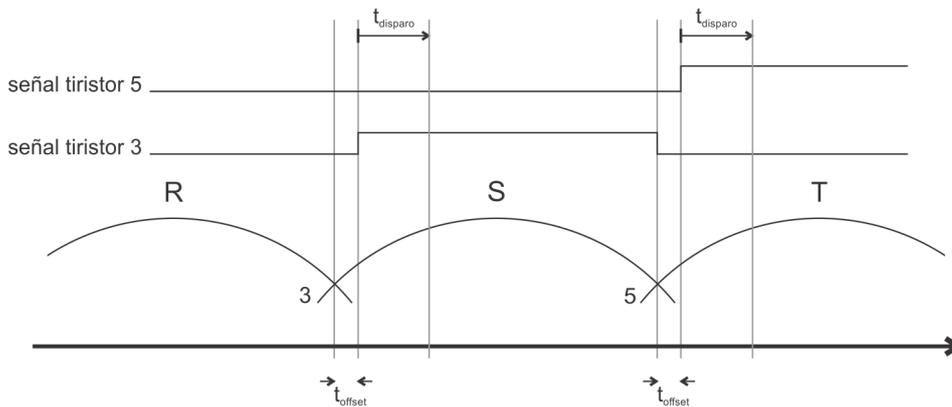


Figura 6.5: Diagrama de funcionamiento del sincronismo y disparo del sistema.

En esta configuración (un único módulo), se destaca que ambos sub-módulos comparten la señal proveniente del tiristor que interrumpe al microcontrolador. Ésto es básicamente lo que permite optimizar tiempos y recursos en el programa.

Al llegar la interrupción, el sub-módulo de sincronismo identifica el tiristor. Este tiristor debe ser válido, es decir, si el tiristor que envía la señal de sincronismo no corresponde con la secuencia de sincronismo (tiristores ordenados de 1 a 6), entonces se descarta y se espera a la siguiente señal de sincronismo. Con esto se evitan errores por ruidos o tiristores que pasan por el instante de conmutación natural fuera de secuencia para valores de ángulo α mayores a 60 grados. Esto último puede verse en la figura 6.6.

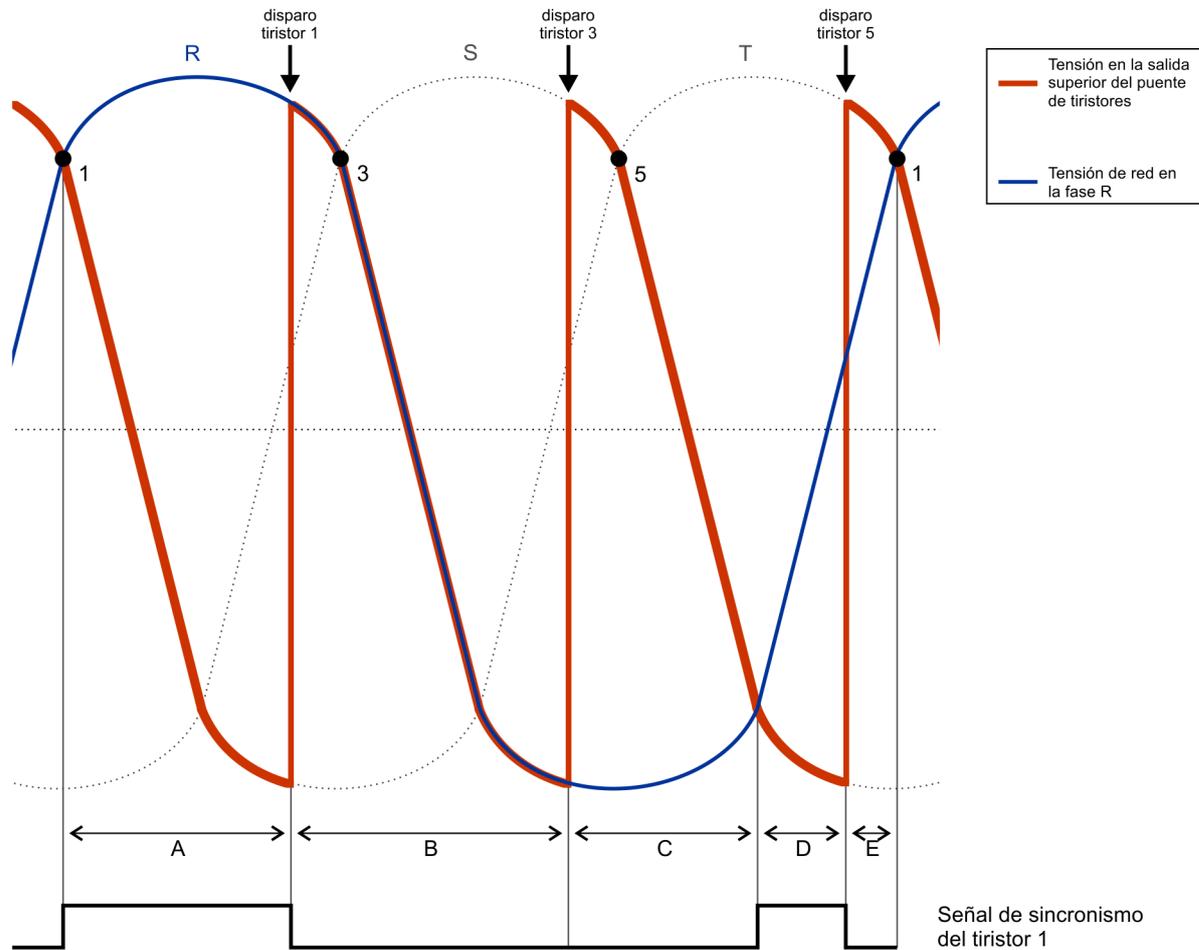


Figura 6.6: Error en sincronismo para ángulo de disparo mayor a 60 grados.

En la figura 6.6 puede verse claramente que se puede activar la señal de sincronismo para un tiristor al que no le corresponde, siempre que el ángulo de disparo sea mayor a 60 grados. Por esto se debe llevar un registro del estado de los tiristores. Para resolver los problemas de sincronismo mencionados, cada vez que se registra la interrupción de algún tiristor en el pin de interrupción, se lee únicamente el tiristor que se espera interrumpa. De esta manera se eliminan las “falsas interrupciones”. Luego de hacer esta lectura de tiristores, se restablecen los registros (flip-flops externos, en hardware). Si luego de varias interrupciones detectadas no se registra señal del tiristor esperado, la fuente quedará apagada (sin disparar tiristores), y mostrará un mensaje de error en pantalla tal como se describe en el manual del equipo (ver sección E).

Para entender mejor el funcionamiento del módulo, se presenta el diagrama de estados de la figura 6.7.

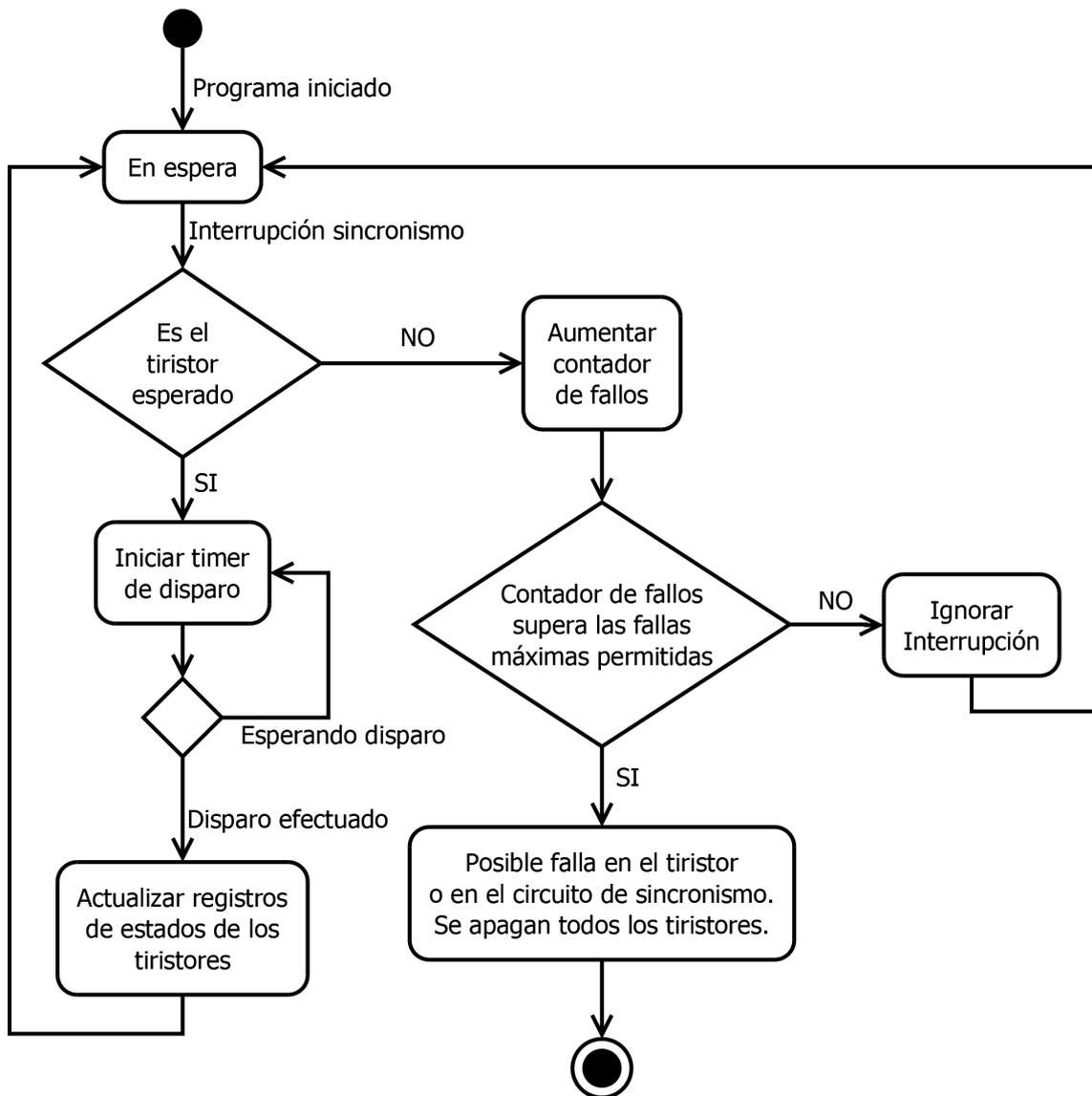


Figura 6.7: Diagrama de estados del módulo de Sincronismo y Disparo.

6.5. Módulo de Interfaz con el Usuario

En esta parte se presenta el funcionamiento de la interfaz del usuario, que agrupa los botones y display usados. Como se explica en la sección 7.2, para la interfaz se usa un display fabricado como compatible con Arduino, el cual incluye los botones para la interacción con el usuario. Se estudiará entonces qué librerías deben usarse con este display, cómo se despliegan los valores en él, y cómo el usuario interactúa.

6.5.1. El Display

Como se explica en la sección 7.2, el display tiene una capacidad de 16×2 caracteres. Se determinó cierta distribución en él respecto a la presentación de los datos tal como se ve en la figura 6.8.

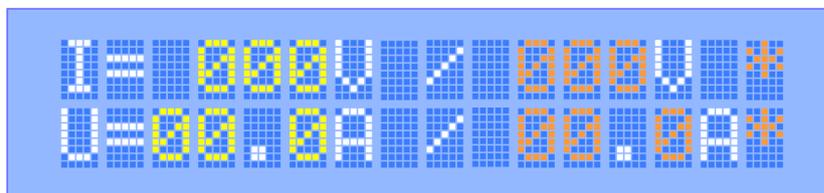


Figura 6.8: Diagrama de presentación de datos en el display.

Nota: los diferentes colores de la figura 6.8 son solamente para explicar los diferentes modos de manipular los datos que tiene el display. Sin embargo, el display únicamente muestra los caracteres en color blanco.

Nota: el asterisco que aparece al final de cada línea en realidad aparece únicamente en una de las dos, indicando el modo de funcionamiento si la fuente se regula por tensión o por corriente. En la figura se muestra en las dos líneas para indicar que es un valor que determina el usuario.

A continuación se detallan las referencias de colores de la figura 6.8:

blanco, son los caracteres que se mantienen fijos durante todo el uso del equipo.

amarillo, son caracteres dinámicos, que resultan ser las medidas actualizadas de tensión y corriente tomadas por el módulo de medida.

rojo, son los caracteres que el usuario modifica en tiempo real para fijar valores de tensión y/o corriente. En éstos el usuario fija el modo de operación.

Los valores en rojo se pueden modificar usando los botones incorporados. Se explica en la sección 6.5.2 el funcionamiento de éstos.

Además, se puede observar en la figura 6.8 que la resolución de los valores de tensión es de $1V$, mientras que la resolución de los valores de corriente es de $0,1A$.

6.5.2. Botones

Los botones son el medio de entrada a la fuente, que permiten al usuario determinar el modo de funcionamiento. Se usan cinco botones tal como se explica en la sección 7.2. Los botones son leídos luego de cada ciclo de control para mantener un orden y coherencia, y para esto se utiliza la entrada A0 del Arduino.

Cada vez que se determina un cambio en los botones, se llama a la función correspondiente en el programa que actúa. El funcionamiento de los cinco botones se describe a continuación:

Izquierda (left), se desplaza una posición a la izquierda del display, pero sólo “pasando” por aquellas posiciones que se marcan en rojo en la figura 6.8.

Derecha (right), ídem al botón de “izquierda”.

Arriba (up), incrementa en 1 el valor en el que esté posicionado el cursor en el display. Si el cursor se encuentra en la posición donde iría el asterisco, entonces determinará la variable actual como la variable de control para regular la salida.

Abajo (down), decrementa en 1 el valor en el que esté posicionado el cursor en el display. Su funcionamiento es análogo al botón de “arriba”.

Seleccionar (select), este botón indica al equipo que los valores que han sido ingresados son los deseados, y a partir de este momento la fuente debería usarlos como parámetros de control.

Para comprender mejor el comportamiento de los botones, se muestra en la figura 6.9 el esquemático de conexión para los botones.

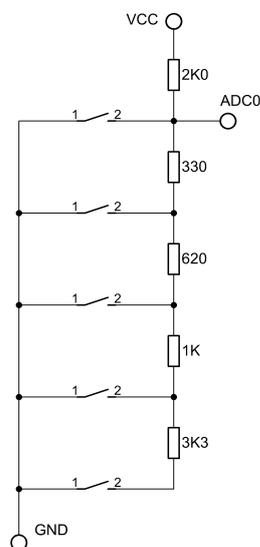


Figura 6.9: Diagrama esquemático de conexión de botones.

Es útil conocer este funcionamiento de los botones para poder determinar mediante software qué botón es pulsado según el valor de tensión medido en el ADC. Lo que se hace es medir el valor de tensión en la entrada A0 del Arduino, que está conectado al canal cero del ADC.

6.5.3. Actualización de Valores Medidos

Luego de que un par de medidas esté disponible, el módulo de control le enviará estos valores al display para mostrar en pantalla la lectura en tiempo real de los valores de tensión y corriente en la salida de la fuente. Para ésto, el módulo de display provee de una interfaz de programa que recibe los valores, los convierte a caracteres que el display pueda mostrar, y los envía al display. Estos valores se muestran con la resolución vista en la sección 6.5.1.

6.5.4. Indicación de Errores

El display también es usado para desplegar errores en el funcionamiento del equipo o en la mala operación del usuario. Existen dos tipos de errores que son detectados, y se detallan a continuación:

- Fallo en la sincronización de algún tiristor,

Este error sucede cuando un tiristor no es sincronizado dentro del intervalo en que se espera que lo haga. Como se explica en la sección 6.4.3, el sistema verifica el estado de los tiristores cuando se activa una señal de sincronismo, y lleva un registro de esto. Puede suceder que un tiristor no esté funcionando correctamente y no se lleve a cabo la sincronización adecuada del mismo. En este caso, luego de varias sincronizaciones “fallidas”, el módulo de sincronismo y disparo envía la alerta a la vez que se apaga el equipo.

- Usuario ingresa valores fuera del rango de operación de la fuente,

Este error sería el más común, y sucede cuando el usuario que está manipulando el equipo ingresa valores no permitidos, superiores a los valores máximos permitidos.

Nota: Para conocer en más detalle el despliegue de errores en pantalla, referirse al Manual del Usuario en el anexo E.

6.6. Controlador de Puerto Serie

En esta parte se explica el funcionamiento del controlador de puerto serie, que permite la comunicación entre el Arduino de Medida y el Arduino de Control. Su utilidad radica en la independencia de módulos, y funciona como estructura de soporte ofreciendo funciones de envío y recepción de datos.

Este módulo es muy útil, y a la vez muy simple en cuanto a las características que posee, las cuales se listan a continuación:

Tamaño fijo de paquetes, al ser usado únicamente para enviar o recibir datos de medidas, el tamaño queda fijado en 4 bytes. Se usan 2 bytes para la medida de tensión y 2 bytes para la medida de corriente. Más adelante se detalla esta estructura.

No soporta detección ni corrección de errores, Dado que la distancia entre los Arduinos es muy corta, no es necesaria la corrección de errores. Además, la carga adicional a los microcontroladores sería apreciable.

No soporta reenvío de paquetes, debido a que no se detectan errores, tampoco es de utilidad reenviar paquetes.

Poca complejidad, a pesar de la gran utilidad de este módulo para dar independencia a los demás módulos, la complejidad del código es casi inexistente.

Ampliable, dado que la estructura básica ya está creada, se puede ampliar la funcionalidad del módulo según se desee para, por ejemplo, enviar diferentes tipos de datos (agregando un encabezado -carácter- que identifique el tipo de dato, y un mecanismo de distinción). Con esto la fuente podría ser monitoreada y/o configurada por un PC.

6.6.1. Modo de Operación del Puerto Serial

Los puertos seriales en ambos Arduinos (Control y Medida) tienen el siguiente modo de operación:

- Velocidad de transmisión de 115.200 bits por segundo (máxima velocidad soportada por el Arduino).
- Tamaño de caracteres de 8 bits.
- Con bit de parada (por defecto en la configuración serial).
- Sin bit de paridad (no habrá corrección de errores, por defecto).

6.6.2. Estructura de Datos

La estructura de datos es muy simple. Como se mencionó en la lista en la sección 6.6, cada paquete de datos está compuesto por 4 bytes. Esto es porque cada medida del ADC tiene una precisión de 10 bits, lo que hace obligatorio usar 2 bytes por cada medida (ver sección 6.3). Se ve en la figura 6.10 el orden de los bytes dentro del paquete:

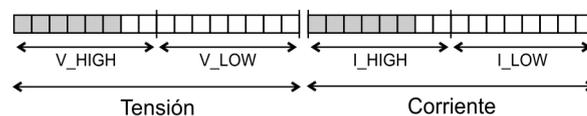


Figura 6.10: Estructura del paquete de datos.

En la figura 6.10, V.HIGH y V.LOW corresponden a los bytes más y menos significativos respectivamente, dentro del valor de tensión. Lo mismo ocurre con la corriente y los bytes I.HIGH e I.LOW. Durante la transmisión, los bytes se envían en el orden que se describe en la figura 6.10, de izquierda a derecha.

Para el envío de los datos en un nivel más bajo se hace uso de la librería *Serial*, nativa de Arduino. Esta librería maneja el uso de los recursos físicos; es la que guarda los datos enviados o recibidos en buffers de transmisión o recepción respectivamente, y envía cada byte en el momento correspondiente. Incluye funciones para enviar y leer datos recibidos que puedan estar almacenados en el buffer de recepción.

6.6.3. Velocidad de Transmisión de Paquetes

Se pretende ahora calcular el tiempo que demora la transmisión de paquetes de 4 bytes de datos. Para esto se debe tener en cuenta la tasa de bits por segundo, la cantidad de bits a transmitir y la cantidad de bits adicionales. La cantidad de bits a transmitir es:

$$\text{cantidad de bits} = 8 \times 4 \text{ bytes} = 32 \text{ bits}$$

La cantidad de bits adicionales en la configuración usada sería de 2 bits por cada byte transmitido, que corresponde a un bit de comienzo de transmisión del byte y un bit de parada. Esto se ve mejor en la figura 6.11.

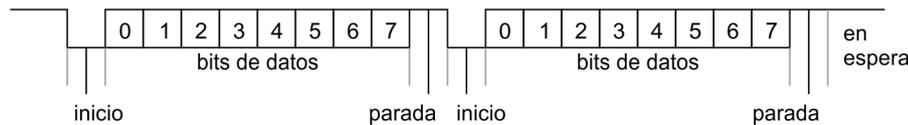


Figura 6.11: Diagrama de transmisión de bits en el controlador serial.

Como se dijo en un principio en la sección 6.6.1, la tasa de transmisión de bits es de 115.200 baudios. Entonces, el tiempo que demora en transmitir un paquete es:

$$T_{\text{paquete}} = \left(\frac{115.200}{32 + (2 \times 4)} \right)^{-1} \simeq 347 \mu s$$

6.7. Módulo de Control

Como se explica en la sección 6.2, el módulo de control es el encargado de interactuar con todos los demás módulos, llevar un registro del estado del sistema y tomar las decisiones necesarias.

6.7.1. Secuencia de Control

En esta parte, se analizará la secuencia que se sigue en cada ciclo de control. Como se dijo anteriormente, este ciclo ocurre dentro del intervalo de tiristores sincronizados. Se ve en la figura 6.12 el diagrama de secuencia del ciclo de control.

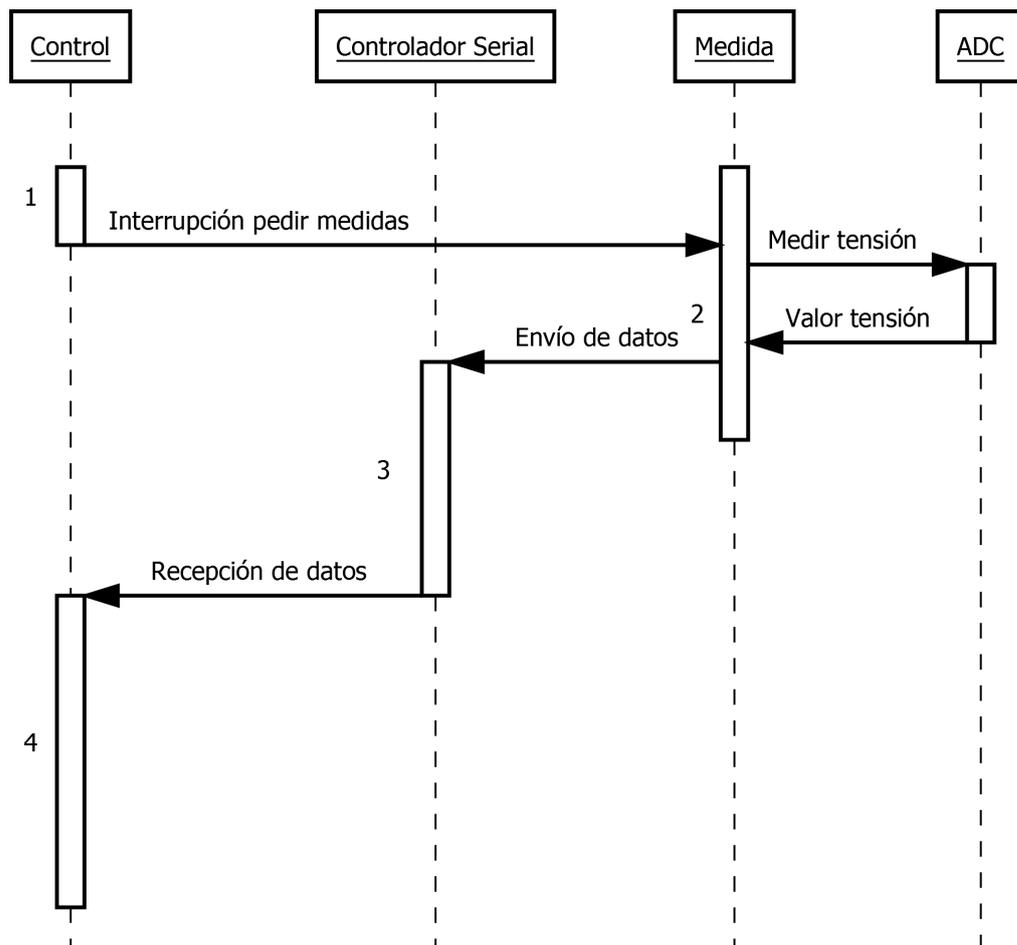


Figura 6.12: Diagrama de secuencia del ciclo de control.

Los procesos que ocurren en el ciclo de control y el tiempo que consume cada uno se explican a continuación:

1. En este punto ocurre la determinación de una señal de sincronización válida, es decir, una señal que representa el instante de conmutación natural de un tiristor cualquiera, limpia de ruido.
 - Duración: $3 \sim 4\mu s$. Es despreciable.
2. Dentro del módulo de medida, tal como se explica en la sección 6.3.2, se está siempre midiendo el valor medio de la medida de corriente. Al llegar la solicitud de envío de datos por parte del control (mediante una interrupción), el módulo de medida realiza una medida del valor de tensión, y en paralelo continúa el cálculo del valor medio de la medida de corriente. Claramente, este cálculo se da antes, durante, y después de una solicitud de envío de datos.
 - Duración: $\sim 222\mu s$. Ver la sección 6.3.
3. En este momento, el puerto de comunicación serial transmite los bytes de datos.

- Duración: $\sim 347\mu s$. Ver la sección 6.6.
4. Por último, ya teniendo los valores medidos de tensión y corriente, el controlador calcula el ángulo de disparo para el siguiente ciclo de control. Se ve con más detalle en la sección 6.7.2.
- Duración: $\sim 500\mu s$. Es el tiempo aproximado que se tarda en calcular el nuevo ángulo de disparo α y determinar el modo de funcionamiento.

A partir de estos datos de duración de tareas, se presenta en la figura 6.13 la línea de tiempo que describe el período de control y el ciclo de control que ocurre dentro de este lapso.

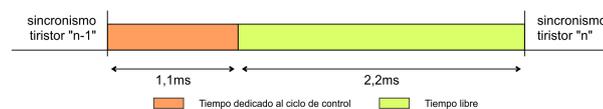


Figura 6.13: Línea de tiempo que describe el período de control.

6.7.2. Diagrama de Estados del Controlador

El corazón del controlador está constituido por tres grandes estados que mantienen la información del funcionamiento del equipo. Estos estados están diseñados para controlar la fuente según el modo de funcionamiento (dos estados, uno para cada modo), y un tercer estado donde se inicia el equipo. Este diagrama de estados puede verse en la figura 6.14.

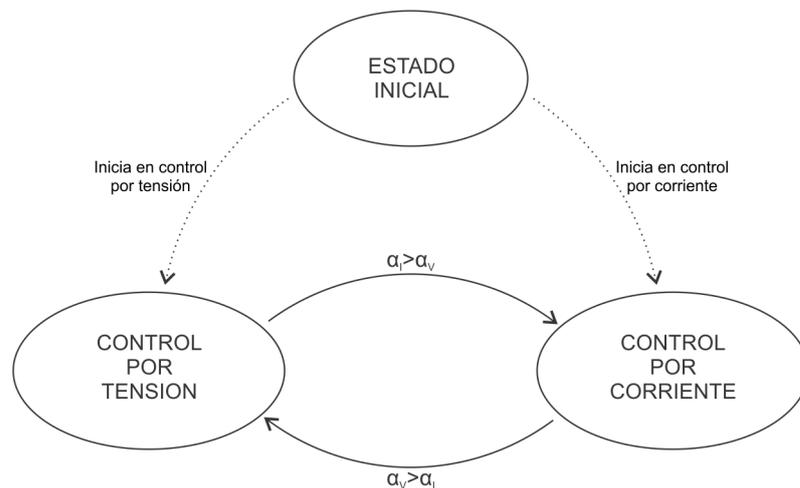


Figura 6.14: Diagrama de estados del controlador.

Estado Inicial

Al momento de encender el equipo se encuentra en este estado inicial. Durante este estado, los tiristores se encuentran apagados (no son disparados) mientras se inicializan

los distintos módulos del programa (tanto en el Arduino de control como el Arduino de medida). Con esto, se tiene que los valores de tensión y corriente en la salida de la fuente son medidos como nulos. Al iniciar el módulo de sincronismo, se comienza a recibir señales de sincronismo (provenientes del circuito de sincronismo) para poder contar con una referencia sobre los instantes de conmutación natural de los tiristores, y así sincronizar los primeros disparos de éstos.

En cuanto al Arduino de medida, éste comienza a correr su programa de medida y por lo tanto el promediado de los valores de corriente de salida (que resultan nulos debido a que los tiristores se encuentran apagados). De esta manera se tiene un módulo de medida listo para recibir instrucciones de envío de datos. El controlador de puerto serie requiere también una inicialización durante este estado del sistema.

A su vez, durante este estado se inicia el display con valores a cero para que el usuario pueda ingresar los valores deseados. El estado inicial es abandonado una vez que el usuario ingresa valores correctos de tensión y corriente, y elige un modo de funcionamiento. Cuando abandona el estado inicial, lo hace yendo al estado de control correspondiente con tensión y corriente iniciales nulos. Para cumplir esta última condición, se inicia el disparo de los tiristores en un ángulo de 90 grados.

Estados de Control por Tensión y Corriente

En estos estados es que sucede el control de las salidas de la fuente. Estos estados son estados lógicos análogos entre sí. Comparten los recursos y las variables de estado del sistema (medidas, señales de sincronismo y estados de tiristores, tiempos de disparo).

El estado *control por tensión* indica que la variable de control es justamente el voltaje a la salida de la fuente, y en este caso la corriente funciona como limitante. Por el contrario, el estado *control por corriente* indica que la variable de control es la corriente a la salida, y la tensión es limitante. Puede verse en la figura 6.15 el espacio de funcionamiento para cada modo de funcionamiento.

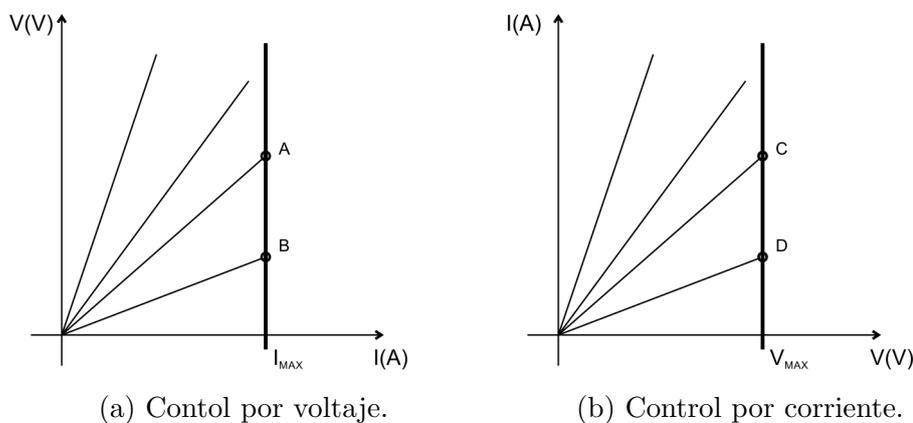


Figura 6.15: Modos de control.

En la figura, las subfiguras (a) y (b) corresponden al modo de funcionamiento en control por tensión y corriente respectivamente. Para cada una se muestra la relación $V \leftrightarrow I$ para diferentes cargas. Los puntos A,B,C y D son los cortes de las curvas $V \leftrightarrow I$ con los valores máximos permitidos. Una vez que se llega a esos puntos, el modo de control de la salida cambia para mantener fijo ese valor, en caso de querer seguir aumentando la salida. Los valores I_{MAX} y V_{MAX} son los valores ingresados por el usuario como valores límite.

Sobre los puntos A y B, y los puntos C y D en la figura 6.15, se llega a los valores de sobrecarga y por lo tanto el controlador debe impedir que se superen estos umbrales. Para ello, el controlador calcula dos ángulos distintos α_V y α_I , que corresponden a los ángulos de control por tensión y corriente respectivamente. En caso de superarse el umbral, ya sea de corriente en el control por tensión, o el umbral de tensión en el control por corriente, el controlador compara ambos ángulos obtenidos, y usa aquel que sea mayor para la salida de la fuente. Esto puede verse más claramente en la figura 6.16.

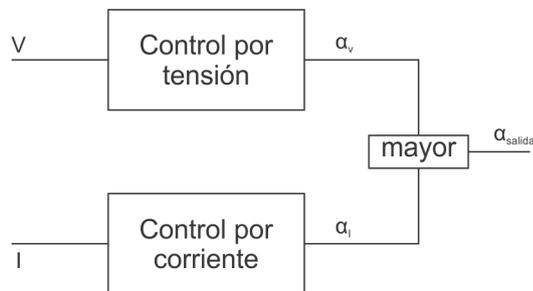


Figura 6.16: Elección del ángulo de salida.

Capítulo 7

Interfaz con el Usuario

7.1. Introducción

En esta sección se pretende presentar la interfaz con el usuario de la fuente. A través de ésta es que el usuario establece los parámetros de funcionamiento de la fuente, que son tensión, corriente y modo de funcionamiento. El modo de funcionamiento refiere a si la fuente se regula por tensión o por corriente. La fuente cuenta con dos interfaces idénticas, una para cada salida de la fuente, las cuales se regulan de manera independiente.

7.2. Elección del Display

Para usar como interfaz con el usuario, se elige una solución compuesta por un display LCD con botones integrados, compatible con Arduino. Este display es un *Arduino LCD Keypad Shield 16x2 HD44780*¹. El hecho de que sea compatible con Arduino referencia fundamentalmente al hecho de que el display se acopla perfectamente al Arduino en su montaje. Además, existen librerías programadas para Arduino que permiten interactuar fácilmente con este tipo de display.

En detalle, la elección de este tipo de display se basa en sus características adecuadas para la fuente:

Fácil integración con Arduino, el hecho de que sea un display pensado para usarse con Arduino permite conectarlo fácilmente y usarlo con librerías ya programadas. Hereda estas características de Arduino.

Buena distribución de caracteres, este display cuenta con una matriz de 2×16 caracteres. Los caracteres son formados a su vez por puntos, lo cual da más libertad al momento de desplegar mensajes con caracteres especiales. Esto lo hace adecuado para el funcionamiento que se detalla en la sección 6.5 y en el manual del usuario.

Integración de botones, el display cuenta con 5 botones (más un botón de reset, que no se usará), los cuales son interpretados gracias a las librerías compatibles.

¹Existen muchos displays parecidos entre sí, por lo que el modelo podría variar si se desease, pero las funcionalidades serían las mismas.

El display mencionado se puede ver en la figura 7.1.²



Figura 7.1: Imagen del display usado como interfaz con el usuario.

Además del display, la interfaz con el usuario tendrá dos leds que se encienden cuando la tensión o corriente superen los valores de sobrecarga, un led para cada uno. El modo en que se operan estos leds se explican en más detalle en la sección 6.5 y en el manual del usuario. En la figura 7.2 se muestra un diagrama de cómo estarían presentados estos leds y el display.

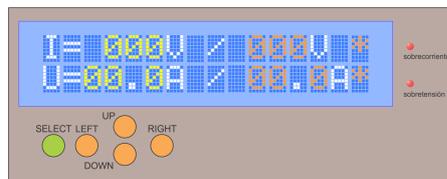


Figura 7.2: Diagrama representativo de la interfaz con el usuario.

El funcionamiento del display se ve en más detalle en la sección 6.5.1.

²Imagen extraída de <http://www.openhacks.com/uploadsproductos/dfr0009-600x600.jpg>

Capítulo 8

Conclusiones

El objetivo de este proyecto consistía en diseñar y construir una fuente regulada con dos salidas en continua de 300V y corrientes máximas de 20A y 7A, respectivamente. Para poder lograrlo se separó el problema en bloques donde, luego de resolver cada uno de forma independiente, se unifican para obtener el producto final.

A continuación se mostrarán las conclusiones referidas a cada uno de los bloques en los que se dividió el problema: potencia, sincronismo, medida, circuito de disparo, display y control.

8.1. Módulo de Potencia

Respecto a éste módulo se puede decir que se cumplieron todos los objetivos, los cuáles eran: diseño del transformador de alimentación del equipo, diseño de filtro LC de salida, diseño de cables de alimentación, diseño de circuito snubber de apagado, diseño de protecciones.

En este proyecto se incurrió en el diseño de un transformador trifásico de 3 arrollamientos siguiendo la filosofía de cálculo que presenta en su libro el coronel Mc Layman, con el agregado de que se innovó en la etapa final de construcción. El objetivo final era el de lograr un transformador con una reducción de hierro del 70% respecto del que se obtendría con el método propuesto con el libro **Transformer and Inductor Design Handbook** de Mc Layman. Para cumplir este objetivo se introdujeron canales de ventilación tal cómo se explica en la sección correspondiente en este proyecto.

Si bien no se ensayó el transformador a plena carga, el mismo pasó de forma correcta los ensayos de vacío y cortocircuito.

Respecto al diseño del filtro de salida, las especificaciones eran las de diseñar un circuito LC que servirá como filtro de salida. Para cumplir con el objetivo anterior se tuvo que incurrir en el diseño y construcción de bobinas. El método de diseño implementado fue el mismo que aconseja el coronel Mc Layman en su libro **Transformer and Inductor**

Design Handbook. Se mandaron a construir dichas bobinas a "La casa del Transformador" (al igual que el transformador) y se realizaron ensayos a los efectos de verificar los valores teóricos contra los reales. Los resultados de los ensayos arrojaron que los valores reales dieron menores a los obtenidos teóricamente, con errores relativos comprendidos entre 10 % y 17 %.

Creemos que las diferencias obtenidas respecto a los valores esperados teóricamente vienen porque el ancho del gap (entrehierro) no coincide con los valores teóricos. Se puede pedir en un futuro, como mejora a "La Casa del Transformador", que se ajusten a los valores deseados.

El diseño de los condensadores de salida fue exitoso, dado que el valor teórico coincidió con el real.

8.2. Conclusiones de Hardware

En el proyecto se diseñó tres grandes módulos de hardware, estos son, circuito de disparo, sincronismo y circuitos de medida. Los tres cuentan con aislación galvánica contra las elevadas tensiones y corrientes que circulan en la potencia. De esta forma se logra proteger a los usuarios y a la mayor parte de los componentes del equipo, implementando así un equipo seguro.

Tanto en el circuito de sincronismo como en el de disparo se utilizó optoacopladores para cumplir ésta función. Con respecto a este último circuito, el uso de optoacopladores aumenta el peso del equipo, pero por otro lado se utilizó una tecnología no tan usual generando nuevas experiencias. Además en ningún momento la cantidad de fuentes de continua se consideró como problema a tener en cuenta o a resolver.

Respecto al circuito de sincronismo se puede concluir que se presentó un diseño innovador, de bajo costo y simple. Se utilizó el instante de conmutación natural del tiristor para calcular el tiempo de disparo t_α . A pesar de detectar este instante con cierto offset debido a limitaciones del hardware, el control es capaz de sincronizarse corrigiendo este defasaje mediante software.

Por otro lado los circuitos de medida fueron implementados con sensores de efecto hall, los cuales brindan la aislación galvánica antes mencionada y una elevada precisión en el valor sensado. A su vez cuentan con una resistencia variable para calibrar la medida.

Se entrega para todos los diseños de hardware sus respectivos planos de armado en el programa EAGLE junto con una lista de materiales para una futura implementación de los mismos.

Se obtuvo un diseño independiente tanto para el circuito de disparo, medida y sincronismo, lo que facilita su reparación y/o modificación. Aunque Lamentablemente estos

diseños no pudieron ser llevados a la práctica hasta el momento, se espera un correcto funcionamiento ya que fueron simulados y depurados durante sus respectivos diseños.

8.3. Conclusiones de Software

El software del equipo se diseñó en forma modular compatible con los diferentes módulos de hardware. Se llegó a conseguir un sistema con una estructura modular, teniendo además diferentes niveles jerárquicos. Esto logra cierta independencia entre módulos, sobre todo aquellos que comandan hardware específico. Se considera por lo tanto cada módulo de hardware de nivel jerárquico inferior, como un driver de software para los módulos de hardware correspondientes.

Se crearon tres niveles, de los cuales el inferior corresponde a los módulos de software asociados a un hardware. Otro nivel contiene fundamentalmente elementos de interacción entre el primer y tercer nivel. El software de nivel tres contiene módulos puramente de software, como es el controlador principal, o el ciclo principal del programa.

Los módulos de software que comandan los elementos de hardware fueron diseñados para cumplir, lo más posible, la independencia de módulos en el diseño modular del equipo. De esta manera, en caso de reemplazar algún módulo de hardware, será necesario simplemente reemplazar también su contraparte en software sin la necesidad de hacer grandes cambios al resto del software. Sin embargo, si el nuevo hardware cumple con las mismas especificaciones y misma interfaz que el módulo que está siendo reemplazado, no sería necesario modificar el software.

También se diseñó el flujo del programa principal, que contiene la secuencia principal y el ciclo de control. Para el correcto funcionamiento, se crearon también elementos que permitiesen la interacción entre el programa principal y el software de los actuadores. Además, al contar cada salida con dos módulos de Arduino, se tuvo en cuenta la sincronización entre ambos dispositivos y la adecuada distribución de recursos para cumplir con las tareas en tiempo real.

A pesar de esto, se tiene un producto final en software que no fue depurado completamente, y por lo tanto podría contener errores. El software deberá ser analizado posteriormente, al momento de la construcción del equipo final. En ese momento podrán hacerse los ajustes pertinentes, ya que el depurado que se hizo no puede considerarse como concluyente o definitivo.

8.4. Producto Final

El producto final alcanzado no se pudo dejar en funcionamiento tal cual se esperaba. Esto no se realizó por falta de tiempo y es por eso que durante el transcurso del proyecto los requerimientos fueron modificados, adaptándose al tiempo que se disponía para su entrega. Sin embargo, se logró cumplir con la etapa de diseño de todos los módulos

propuestos. Respecto a esto, se alcanzó además el objetivo de tener independencia entre los módulos.

Se entregan en esta documentación todos los diseños correspondientes, así como los planos de conexiones y armado para permitir continuar con este trabajo. También se hace entrega de los componentes adquiridos hasta el momento, entre los que se incluyen el transformador diseñado y construido, bobinas de choke, condensadores, disipadores, tiristores, módulos de microcontroladores y gabinete. Se provee además del software producido para el funcionamiento lógico de la fuente, estando éste en fase de pruebas.

8.5. Trabajos Futuros

Si bien el proyecto no logró llegar a su etapa de armado, el diseño de los módulos y el diseño de la integración entre éstos permitirá ensamblar el equipo en un futuro. Se deja pendiente las etapas de pruebas exhaustivas de los módulos, depurado de ellos, ensamblaje del equipo final y pruebas en conjunto de todo el equipo. La documentación generada refleja los conocimientos adquiridos y procedimientos usados, lo que permite poder continuar con el presente trabajo sin necesidad de invertir demasiado tiempo en aprender los diseños realizados.

8.6. Proyecto

El grupo cree que la realización de la asignatura "Proyecto de Fin de Carrera" fue muy positiva dado que aportó diferentes conocimientos que nunca se habían incorporado en la carrera. Se cree que se obtiene una experiencia muy valiosa para poder enfrentar el futuro como ingeniero. Además se pusieron a prueba diferentes aspectos de cada uno, lo que demuestra la alta exigencia que el proyecto supone.

Los aspectos particulares que se destacan y aprovechan en el transcurso de la realización del proyecto son varios. Entre estos aspectos están el trabajo en grupo y división de tareas, administración de tiempos y fechas límites, planificación y re-planificación de actividades, investigación y solución de problemas. También existen otros que surgen a lo largo del proyecto, y abarca tareas como contacto con proveedores, solicitud y espera de componentes, administración de capital y toma de decisiones.

Otro detalle no menor es la experiencia de trabajar con un cliente (en el caso de este proyecto, los docentes del Taller de Máquinas Eléctricas). En este aspecto radica la importancia de la relación con el cliente, el seguimiento del proyecto y las presentaciones de avance. Así también se hace necesaria la comunicación con éste, para conocer en detalle las características que debe tener el producto final, y de esta forma poder satisfacerlas de la mejor manera.

Referencias

- [1] César. Briozzo, Virginia. Echinope. *Dispositivos Semiconductores para Electrónica de Potencia*.
- [2] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. *Power Electronics*. Second Edition 1995.
- [3] Colonel Wm. T. Mclyman *Transformer and Inductor Design Handbook*. Third Edition, Revised and Expanded, 2004.
- [4] UTN reg. Santa Fe - Electrónica II - Ing. Eléctrica. *Circuitos de disparo de tiristores para rectificadores controlados*. Third Edition, Revised and Expanded, 2004.
- [5] Lem. *Current Transducer LA 55-P*.
- [6] Lem. *Current Transducer LV 20-P*.
- [7] National Semiconductor. *LM741 Operational Amplifier*. May 1998
- [8] Toshiba. *Toshiba photocoupler Gas Ired and phototransistor*
- [9] Software ConRed. <http://iie.fing.edu.uy/cursos/course/view.php?id=45>
- [10] Condensadores Epcos <http://www.epcos.com>
- [11] Arduino Official Page. <http://arduino.cc/>.
- [12] Reglamento de U.T.E en baja tensión. www.ute.com.uy
- [13] Atmel. *8-bit Atmel Microcontroller ATmega2560*. Octubre 2012.
- [14] DigyKey. www.digikey.com

Anexos

Apéndice A

Cálculos y Simulaciones del Módulo Potencia

A.1. Cálculos del Diseño del Transformador

$$E_{fd} = \frac{E_{ftot}}{E_{ftrafo}} = \frac{0.88}{0.95} = 0.926 \quad (\text{A.1})$$

Se sigue calculando la potencia de salida del transformador:

$$P_{ot} = \frac{P_o}{E_{fd}} = 8.744kW \quad (\text{A.2})$$

$$P_{in} = \frac{P_{ot}}{E_{ftrafo}} = 9.205kW \quad (\text{A.3})$$

$$P_t = P_{in} + P_{ot} = 9.205kW + 8.744kW = 17.949kW \quad (\text{A.4})$$

$$A_p = \left(\frac{1000P_t}{k_u \cdot k_j \cdot k_f \cdot B \cdot f} \right)^{\frac{1}{1-0.125}} \quad (\text{A.5})$$

siendo: $k_f = \pi\sqrt{2}$ el factor que sale de la Ley de Faraday, que relaciona tensión y flujo. Cabe aclarar que este factor es para el caso en que la tensión y flujo sean sinusoidales. Cabe aclarar que la expresión de (A.5) fue obtenida de **Colonel Wm. T. Mcllyman**.

Se toma para el diseño que la altura h verifique:

$$h = 2.5a \quad (\text{A.6})$$

$$N = \frac{U_{in} \sqrt{\frac{2}{3}}}{2\pi f BS} \quad (\text{A.7})$$

En la última igualdad también se utilizó que $\phi_0 = B \cdot S$.

$$N_{min} = \frac{276V \sqrt{\frac{2}{3}}}{2\pi 50Hz 1.2T(8cm/100)(9cm/100)} = 83 \quad (A.8)$$

$$J = kj(1.5A_p)^{-0.125} \quad (A.9)$$

donde kj es una constante que depende del incremento de temperatura de los bobinados respecto de la temperatura ambiente (en este caso se tomó el valor de dicha constante en 534 asociado a un incremento de temperatura de $50^\circ C$).

Para el caso: $S = a.b = 72cm^2$, $W_a = \frac{a}{2} \frac{5a}{2} = 101.25cm^2$ y por tanto:

$$J = 534(10935cm^4)^{-0.125} = 166.989 \frac{A}{cm^2} \quad (A.10)$$

$$I_{s1_{RMS}} = 20A \sqrt{\frac{2}{3}} = 16.33A \quad (A.11)$$

$$I_{s2_{RMS}} = 7A \sqrt{\frac{2}{3}} = 5.715A \quad (A.12)$$

$$I_{p_{RMS}} = \frac{1}{N_p} \sqrt{\frac{2}{3}} (N_{s1} I_{s1} + N_{s2} I_{s2}) = 27.489A \quad (A.13)$$

$$S_p = \frac{I_{p_{RMS}}^2}{J} = 16mm^2 \quad (A.14)$$

$$S_{s1} = \frac{I_{s1_{RMS}}^2}{J} = 9.78mm^2 \quad (A.15)$$

$$S_{s2} = \frac{I_{s2_{RMS}}^2}{J} = 3.42mm^2 \quad (A.16)$$

$$d_p = \sqrt{\frac{4S_p}{\pi}} = 4.47mm \quad (A.17)$$

$$d_{s1} = \sqrt{\frac{4S_{s1}}{\pi}} = 3.529mm \quad (A.18)$$

$$d_{s2} = \sqrt{\frac{4S_{s2}}{\pi}} = 2.088mm \quad (A.19)$$

$$MLT_p = 3a + 2b = 43cm \quad (A.20)$$

$$MLT_{s1} = 4.5a + 2b = 56.5cm \quad (A.21)$$

$$MLT_{s2} = 5.5a + 2b = 65.5cm \quad (A.22)$$

Ahora se calcula la resistencia inicial del bobinado primario:

$$R_p = \frac{0.0225}{10^4} \frac{MLT_p}{S_p} = 5.171\Omega \quad (\text{A.23})$$

El ancho del bobinado primario, secundario 1 y secundario 2 quedan, respectivamente, de la siguiente manera:

$$w_p = \frac{a}{4} = 2.25\text{cm} \quad (\text{A.24})$$

$$w_{s1} = \frac{I_{s1}}{I_{s1} + I_{s2}} w_p = 1.667\text{cm} \quad (\text{A.25})$$

$$w_{s2} = \frac{I_{s2}}{I_{s1} + I_{s2}} w_p = 0.583\text{cm} \quad (\text{A.26})$$

A.2. Código de Diseño de transformador

clc Limpiamos la pantalla
clear all Borramos todas las variabes en memoria
close all Cerramos todas las ventanas

Ingreso de datos:

```
a=input(Ingrese el valor de a en cm: ');
b=input(Ingrese el valor de b en cm: ');
Is1=input(Ingrese el valor de la corriente de la primera salida en A: ');
Is2=input(Ingrese el valor de la corriente de la segunda salida en A: ');
Vout=input(Ingrese el valor de la tensión de salida en V: ');
Uin=input(Ingrese el valor de la tensión nominal de entrada (suministro de la red de
UTE) en V: ');
```

Definiciones de parámetros:

B=1.2;	Consideramos una inducción magnética de 1.2 [T]
ku=0.3;	Factor de llenado de la ventana [Adimensionado]
kj=534;	Constante de incremento de temperatura de 50°C respecto
del ambiente [A/cm ^{9/2}]	
f=50;	Frecuencia de la tensión de la red [Hz]
Vt=4;	Consideramos una caída de 4V en los diodos (para sobredi-
mensionar) [V]	
$\alpha_{min}=\pi/12$;	Ángulo mínimo de disparo de los tiristores [rad]
Po=Vout*(Is1+Is2);	Potencia de salida de la fuente [W]
eftot = 0.88;	Eficiencia total de la fuente [Adimensionado]
eftrafo= 0.95;	Eficiencia del trafo [Adimensionado]
Ns1=1;	Vueltas del bobinado secundario 1 [Adimensionado]
Ns2=1;	Vueltas del bobinado secundario 2 [Adimensionado]

$U_{in_{min}} = U_{in} * 0.85;$ Mínima tensión que entrega la red según norma de UTE [V]
 $U_{in_{max}} = U_{in} * 1.2;$ Máxima tensión que entrega la red según norma de UTE [V]

Cálculos:

$efd = eftot / eftrafo;$ Eficiencia de lo demás (tiristores, cables, etc) [Adimensionado]
Pot=Po/efd; Potencia de salida del trafo [W]
Pin=Pot/eftrafo; Potencia de entrada [W]
Pt=Pin+Pot; Definición de potencia total del trafo [W]
 $kf = \pi * \sqrt{2};$ Factor de la ley de faraday [Adimensionado]
 $Ap = \frac{10^4 Pt}{(k_u k_j k_f B f)^{1.14}};$ Área producto [cm^4]
 $h = \frac{5a}{2};$ Altura del medio de la chapa (espacio vacío) [cm]
 $N_{min} = \frac{U_{in_{max}} \sqrt{\frac{2}{3}}}{2\pi f B \frac{ab}{10^4}};$ Se fij el numero mínimo de vueltas del primario, [Adimensionado]
Np = ceil(Nmin); Redondeamos para arriba [Adimensionado]
S= ab; Sección del núcleo [cm^2]
 $Wa = \frac{a}{2}h;$ "Window area" (área de ventana) para bobinar [cm^2]
 $J = k_j (1.5SWa)^{-0.125};$ Densidad de corriente [A/cm^2]
 $I_{s1_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{s1};$ Corriente eficaz que circula a plena carga por el secundario 1 [A]
 $I_{s2_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{s2};$ Corriente eficaz que circula a plena carga por el secundario 2 [A]
 $I_{p_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{N_{s1} I_{s1} + N_{s2} I_{s2}}{N_p}};$ Corriente eficaz que circula a plena carga por el primario [A]

 $Sp = I_{p_{rms}} / J;$ Sección del cable del bobinado primario [cm^2]
 $dp = (4 * Sp / \pi)^{0.5};$ Diámetro de cable del bobinado primario [cm]
 $Ss1 = I_{s1_{rms}} / J;$ Sección del cable del secundario 1 [cm^2]
 $ds1 = (4 * Ss1 / \pi)^{0.5};$ Diámetro de cable del secundario 1 [cm]
 $Ss2 = I_{s2_{rms}} / J;$ Sección del cable del secundario 2 [cm^2]
 $ds2 = (4 * Ss2 / \pi)^{0.5};$ Diámetro de cable del secundario 2 [cm]
MLTp=3*a+2*b; Largo medio de vueltas del primario [cm]
MLTs1=4.5*a +2*b; Largo medio de vueltas del secundario 1 [cm]
MLTs2=5.5*a +2*b; Largo medio de vueltas del secundario 1 [cm]
 $Rp = (0.0225/10^4) * Np * MLTp / Sp;$ Resistencia de cables del bobinado primario [ohm]
 $Kfe = 1.7 / (50^{1.67});$ Constante de pérdidas para el hierro [W/(T.Hz)]
 $Pfew = Kfe * (B^{1.85}) * (f^{1.67});$ Pérdidas en el hierro por unidad de área [W/cm^2]
 $Wc = ((9/2) * 5 * a * a - (5 * a * a)) * 7650 * a;$ Peso del núcleo [kg]
 $Wc = Wc / (10^6);$ Convertimos Wc a m^3 dado que a está en cm^3 y
7560 en kg/m^3 Pfe = Wc*Pfew; Pérdidas en el hierro [W]
wp=a/4; Ancho del bobinado primario [cm]

$$\begin{aligned}
ws1 &= (Is1 / (Is1 + Is2)) * wp; && \text{Ancho del bobinado secundario 1 [cm]} \\
ws2 &= (Is2 / (Is1 + Is2)) * wp; && \text{Ancho del bobinado secundario 2 [cm]} \\
Sep &= 0.3; && \text{Separación entre los bobinados [cm]} \\
Lp &= \frac{4\pi M L T p N p^2 \frac{Sep + (wp + ws1 + ws2)}{3}}{h} 10^{-9}; && \text{Inductancia del primario}
\end{aligned}$$

Comienza la iteración para el cálculo del número de vueltas del secundario 1:

$$\begin{aligned}
Ud &= 0; && \text{Tensión de salida del rectificador [V]} \\
it1 &= 0; && \text{Número de iteraciones}
\end{aligned}$$

La iteración finaliza cuando la tensión de salida del rectificador supera el valor de 300V:

$$\begin{aligned}
&\text{while } (Ud < 300) \text{ and } (it1 < 1000) \\
&Ns1 = Ns1 + 1; && \text{Incrementamos el número de vueltas en} \\
&\text{cada iteración} \\
&Ls1 = 4\pi M L T s1 N s1^2 \frac{Sep + (wp + ws1 + ws2)}{3h} 10^{-9}; && \text{Calculamos la inductancia del secundario 1} \\
&Xcc1 = 2\pi f (Ls1 + Lp \frac{Ns1^2}{Np}); && \text{Calculamos la reactancia de cortocircuito del primario} \\
&Rs1 = \frac{0.0225}{10^4} \frac{Ns1 M L T s1}{Ss1}; && \text{Resistencia cables del bobinado secundario 1 [ohm]} \\
&Uo = (Ns1 / Np) * Uin_{min}; && \text{Calculamos la tensión de entrada al rectificador} \\
&Vd = 2Vt; \\
&Ul = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} Uo \cos(\alpha_{min}); \\
&Ud = Ul - (\frac{3}{\pi} Xcc1 + Rs1) Is1 - Vd; && \text{Calculamos la tensión de salida del rectificador} \\
&it1 = it1 + 1; && \text{Incrementamos el número de iteraciones} \\
&\text{end;}
\end{aligned}$$

Comienza la iteración para el cálculo del número de vueltas del secundario 2:

$$\begin{aligned}
Ud &= 0; && \text{Tensión de salida del rectificador [V]} \\
it2 &= 0; && \text{Número de iteraciones}
\end{aligned}$$

La iteración finaliza cuando la tensión de salida del rectificador supera el valor de 300V:

$$\begin{aligned}
&\text{while } (Ud < 300) \text{ and } (it2 < 1000) \\
&Ns2 = Ns2 + 1; && \text{Incrementamos el número de vueltas en} \\
&\text{cada iteración} \\
&Ls2 = 4\pi M L T s2 N s2^2 \frac{Sep + (wp + ws1 + ws2)}{3h} 10^{-9}; && \text{Calculamos la inductancia del secundario 2} \\
&Xcc2 = 2\pi f (Ls2 + Lp \frac{Ns2^2}{Np}); && \text{Calculamos la reactancia de cortocircuito del primario}
\end{aligned}$$

```

    Rs2 = 0.0225 * Ns2 * MLTs2 / (10^4 * Ss2);
    Resistencia cables del bobinado secundario 2 [ohm]
    Uo = (Ns2/Np) * Uin_min;
    Calculamos la tensión de entrada al rectificador
    Vd = 2Vi;
    Ul = (3/pi) * sqrt(2) * Uo * cos(alpha_min);
    Ud = Ul - ((3/pi) * Xcc2 + Rs2) * Is2 - Vd;
    Calculamos la tensión de salida del rectificador
    it2=it2+1;
    Incrementamos el número de iteraciones
end;

Rp = (0.0225/10^4) * Np * MLTp / Sp;
Resistencia de cables del bobinado primario [ohm]
Iprms = sqrt( (2/3) * (Ns1*Is1 + Ns2*Is2) / Np );
Corriente eficaz que plena carga por el primario [A]
Pjoule = Iprms^2 * Rp + Is1_rms^2 * Rs1 + Is2_rms^2 * Rs2
Potencia Joule disipada en los bobinados [W]

```

Informe de resultados:

```

disp('*****')
disp('***** RESULTADOS *****')
disp(Núcleo de sección (en cm2): ')
disp(a*b)
disp(El número de vueltas del bobinado primario es: ')
disp(Np)
disp(El diámetro del cable del primario es de (en mm): ')
disp(dp*10)
disp(El número de vueltas del bobinado secundario 1 es: ')
disp(Ns1)
disp(El diámetro del cable del secundario 1 es de (en mm): ')
disp(ds1*10)
disp(El número de vueltas del bobinado secundario 2 es: ')
disp(Ns2)
disp(El diámetro del cable del secundario 2 es de (en mm): ')
disp(ds2*10)
disp(El factor de llenado es: ')
disp((Np*Sp+Ns1*Ss1+Ns2*Ss2)/Wa)
disp(El peso del núcleo de hierro del transformador es (en kg): ')
disp( ((h + 2 * a) * 5 * a * b - 5 * a^2 * b) * 7650/100^3, Densidad de hierro: 7650kg/m3)
disp(El peso del cobre del transformador es (en kg): ')
disp( ((Np*MLTp*Sp+Ns1*MLTs1*Ss2+Ns2*MLTs2*Ss2)*8.9)/1000, Densidad de cobre: 8.9g/cm3);
disp(Potencia Joule disipada en los bobinados: ')

```

```
disp(PJoule);
disp(Densidad de Corriente en :');
disp(J1)
disp('*****')
```

A.3. Código de Obtención de valores de bobinas

```
clc           Limpiamos la pantalla
clear all    Borramos todas las variabes en memoria
close all    Cerramos todas las ventanas
```

Ingreso de datos:

```
U=input(Ingrese el valor de la tensión nominal de la red (en V): ');
f=input(Ingrese la frecuencia de la red (en Hz): ');
E=input(Ingrese el valor de la máxima tensión de salida del rectificador (en V): ');
I1=input(Ingrese el valor de la máxima corriente de la salida 1 (en A): ');
I2=input(Ingrese el valor de la máxima corriente de la salida 2 (en A): ');
DeltaI=input(Ingrese el valor del ripple de la corriente (en %): ');
```

Cálculo de parámetros:

$$\alpha_0 = \text{acos}(\pi * E / (3 * \sqrt{2} * U));$$

Ángulo en radianes para el cuál el valor medio de la tensión de salida es igual a E:

$$Vm = \pi - \text{asin}((3/\pi) * \text{cos}(\alpha_0)); \quad \text{Ángulo Vm en radianes}$$

Cálculo de choke 1:

$$L1 = (\sqrt{2} * U / ((\Delta_I/100) * I1 * 2 * \pi * f)) * (\text{cos}(\alpha_0 + \pi/3) - \text{cos}(Vm) - (3/\pi) * (Vm - \alpha_0 - (\pi/3)) * \text{cos}(\alpha_0));$$

Cálculo de choke 2:

$$L2 = (\sqrt{2} * U / ((\Delta_I/100) * I2 * 2 * \pi * f)) * (\text{cos}(\alpha_0 + \pi/3) - \text{cos}(Vm) - (3/\pi) * (Vm - \alpha_0 - (\pi/3)) * \text{cos}(\alpha_0));$$

Informe de resultados:

```
disp(El valor del choke 1 es (en mH): ');
disp(L1*1000);
disp(El valor del choke 2 es (en mH): ')
```

```
disp(L2*1000)
```

A.4. Código de Diseño de Núcleo de Bobinas

```
clc           Limpiamos la pantalla
clear all    Borramos todas las variabes en memoria
close all    Cerramos todas las ventanas
```

Ingreso de datos:

```
I1=input(Ingresa el valor de la corriente de la salida (en A): );
L1=input(Ingresa el valor de la inductancia (en mHy): );
e=input(Ingresa el ripple de corriente (en %): );
ku=input(Ingresa el maximo factor de llenado (en %): );
```

Definición de parámetros:

```
B=1.2;           Máximo valor de inducción magnética en el núcleo (en T)
ft=534;         Factor que considera una elevación de 50°C respecto del ambiente
mu0 = 4 * pi * 10^-7; Permeabilidad magnética del vacío en (T.m/A)
e=1 + e/200;
```

Cálculos:

```
I1_rms = I1;           Se calcula el valor RMS de la máxima corriente de
salida 1 (en A)
a1 = 4;
b1 = 6;
S1 = a1 * b1;         Sección del núcleo (en cm2)
Wa1 = 0.75 * a12;    Área de ventana (en cm2)
Ap1 = S1 * Wa1;      Área producto (en cm4)
J1 = ft * (Ap1)^( - 0.125); Densidad de corriente (en A/cm2)
flujo1 = B * S1 * 10^-4; Flujo magnético en el núcleo en Wb
```

Calculamos el mínimo número de vueltas según la ley de Faraday

```
Nmin1 = ceil(L1 * 10^-3 * I1 * e/flujo1);
Sp1 = I1_rms/J1;      Sección de cable de cobre de choke 1
```

Calculamos el máximo número de vueltas considerando el factor de llenado ingresado:

```
Nmax1 = floor(ku * Wa1/Sp1);
i = i + 1;
N1 = Nmin1;
```

```

gap1 = (mu_cero * N1 * I1/B) * 100;
(en cm) G = 1.5 * a1;
F = 1 + (gap1/sqrt(S1)) * log(2 * G/gap1);
L_real1 = ((mu_cero * N1^2 * a1 * b1 * 10^-4/(gap1 * 10^-2)) * F) * 10^3;
error_relativo = abs((L_real1 - L1)/L1);

```

```

while error-relativo>0.009

```

```

    gap1 = gap1 + 0.01;
    G = 1.5 * a1;
    F = 1 + (gap1/sqrt(S1)) * log(2 * G/gap1);
    L_real1 = ((mu_cero * N1^2 * a1 * b1 * 10^-4/(gap1 * 10^-2)) * F) * 10^3;
    error_relativo = abs((L_real1 - L1)/L1);
end

```

```

    while ku < .4

```

```

        Sp1 = Sp1 + .001;
        ku = N1 * Sp1/Wa1;

```

```

    end

```

```

    disp(Él valor de a es (en cm): ')

```

```

    disp(a1)

```

```

    disp(Él valor de b es (en cm): ');

```

```

    disp(b1)

```

```

    disp(Él valor real de la bobina es (en mHy): ')

```

```

    disp(L_real1)

```

```

    disp(Él número de vueltas de alambre de la primera salida es: ')

```

```

    disp(N1)

```

```

    disp(Él entrehierro es de (en mm): ')

```

```

    disp(gap1*10/2)

```

```

    disp(Él factor de llenado es: ')

```

```

    disp(ku)

```

```

    disp('Seccion de alambre en mm^2: ')

```

```

    disp(Sp1*100)

```

```

    disp('Densidad de Corriente en A/cm^2:')

```

```

    disp(J1)

```

Apéndice B

Módulo de control

B.1. Módulo de Medida

Secuencia de Muestreo y Tiempos

Primero se deben conocer bien el ADC que está integrado en el microcontrolador. Este ADC es del tipo de aproximaciones sucesivas, lo que resulta en un ADC que requiere de cierto tiempo para tomar una medida. Este tiempo es proporcional a la frecuencia de reloj que use como referencia, y para este ADC cumple que cada muestra le “cuesta” 13 períodos de reloj. La frecuencia de éste reloj del ADC proviene de un divisor de frecuencia, el cual a su vez tiene como entrada el reloj del microcontrolador que tiene una frecuencia de 16MHz. Para el uso en el módulo de medida, el divisor de frecuencia divide la entrada en un factor de 32, con lo que la frecuencia de reloj del ADC resulta:

$$f_{clk_{ADC}} = 500KHz$$

Cabe aclarar que la frecuencia máxima de funcionamiento del ADC es de 1000KHz, si se usa el prescaler de 16.

Se tiene también que el ADC es un conversor por aproximaciones sucesivas, al cual le toma 13 ciclos de reloj para resolver una medida. Con esto se tiene finalmente que la frecuencia máxima de muestreo del ADC es de:

$$f_{muestreo_{MAX}} = \frac{f_{clk_{ADC}}}{13} \simeq 38.000Hz$$

De esto se deduce el tiempo que demora cada medición:

$$T_{muestra} \simeq 26,3\mu s$$

A pesar de esta frecuencia de muestreo máxima, usar ésta como frecuencia de muestreo haría que el módulo no responda correctamente dado que los tiempos son muy pequeños, y no daría tiempo a calcular el valor medio de corriente, y además hacer el envío de datos. De todas formas se tiene que la frecuencia y el período de muestreo de medidas de corriente valen:

$$f_{muestreo} = 9000 Hz \Rightarrow T_{muestreo} = 111,1\mu s$$

Para lograr este muestreo “más lento” respecto al que permite el ADC con la configuración usada, se usa un timer con esta frecuencia que inicia de manera automática una nueva medida de corriente en el ADC. Se ve en la figura B.1 la línea de tiempo que representa la toma de medidas de corriente, sin contar todavía con la toma de medidas de tensión (mientras no se solicita el envío de datos).

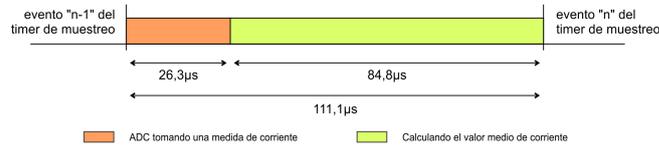


Figura B.1: Línea de tiempo para la medida de corriente.

Se puede ver que gran parte del tiempo entre medidas se usa para calcular el valor medio de la corriente. En principio este tiempo es más que suficiente., pero considerando la medida de tensión, la línea de tiempo es como en la figura B.2.

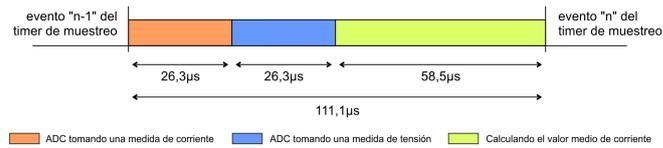


Figura B.2: Línea de tiempo para la medida de corriente.

Apéndice C

Cálculos y Simulaciones del Módulo Circuito de Disparo

C.1. Determinación de Resistencias

Para de determinar los valores de las resistencias del circuito de disparo de la figura 3.2 es necesario saber que:

- 1- El voltaje de salida de los pines del controlador es de $5V$.
- 2- La transferencia de corriente del optocoplador se encuentra en la figura C.1.
- 3- Todos los transistores trabajan en corte-saturación, de modo de minimizar la potencia disipada sobre ellos.
- 4- Se eligió el voltaje de la fuente externa V_{cc} en $12V$ de modo de mantener la corriente por el colector de T_2 constante ante variaciones del voltaje gate-cátodo.
- 5- Se diseñó para el peor caso.
- 6- El β_{Min} de los tranistores es 100. El voltaje de saturación V_{CEsat} de T_1 y T_2 es $0.3V$ mientras que el del optocoplador es de $1V$.¹
- 7- De la sección anterior debemos entregar como máximo $I_G = 270mA$ con $V_{GK} \in (1.7V, 4V)$.

¹Ver en anexo hoja de Datos BC337

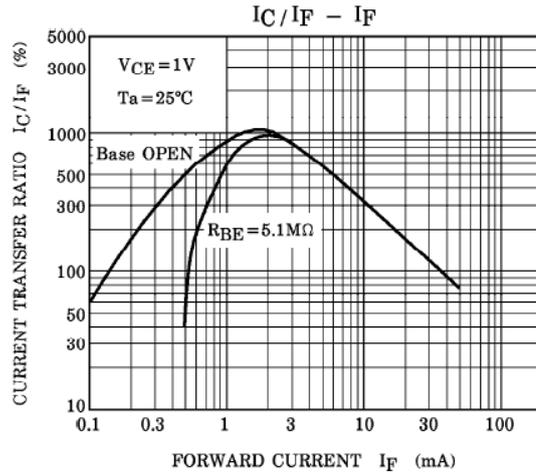


Figura C.1: Transferencia de corriente del optocoplador, siendo I_C la corriente por el receptor, e I_F la corriente por el emisor.

A continuación se determinan las resistencias del circuito. Primero se calculan las resistencias R_4 y R_3 . Recorriendo la malla por R_4 , con $V_{CC} = 12V$, $I_{c2} = I_G = 270mA$, $V_{GK} = 1,7V$, e imponiendo que T_2 trabaje en saturación:

$$V_{CC} - (R_4 + R_3)I_G - V_{GK} < V_{CEsat} \implies R_4 + R_3 > \frac{V_{CC} - V_{GK} - V_{CEsat}}{I_G}$$

El potenciómetro R_4 será capaz de regular la corriente que se inyecta al gate. Luego de este paso, sustituyendo valores y eligiendo valores comerciales para las resistencias se llega a que:

$$R_3 + R_4 > 38\Omega \implies \boxed{R_3 = 33\Omega}, \boxed{R_4 = 60\Omega}$$

T_2 está saturado y la corriente por su emisor es de $270mA$, por lo tanto por su base debe circular una corriente que cumpla que $270mA/I_{BaseT2} < \beta_{min}$, imponiendo de esta forma que por el emisor de T_1 circulen $10mA$. Recorriendo la malla por R_2 y con T_1 en saturación:

$$R_2 > \frac{V_{CC} - V_{GK} - V_{BE} - V_{CEsat}}{10mA} \implies \boxed{R_2 = 1k\Omega}$$

De la misma manera que se calculó R_2 se halló el valor de R_1 . Como T_1 está en zona de saturación entonces por su base debe pasar una corriente tal que $10mA/I_{BaseT1} < \beta_{min}$, esto es $I_{BaseT1} = 1mA$. Recorriendo la malla por R_1 :

$$R_1 > \frac{V_{CC} - 2V_{BE} - V_{GK}}{1mA} \implies R_1 > 6300\Omega$$

Por otro lado el optocoplador debe estar saturado mientras haya voltaje en su entrada para que toda la corriente pase por su emisor y no por la base de T_1 . Entonces:

$$R_1 > \frac{V_{CC} - V_{CEsatOpt}}{1mA} \implies \boxed{R_1 = 12k\Omega}$$

Por último se calculó el valor de R_5 usando la figura C.1 . De ésta se desprende que la corriente del receptor vale $I_R = CTR * I_E$ (Para $I_f F < 2A$), siendo la corriente por el emisor I_E . Como ya se conoce el valor de $I_R(1mA)$ se eligió R_5 como :

$$R_5 = \frac{(V_{control} - V_{DiodoEmisor}) * CTR}{1mA} \implies \boxed{R_5 = 18k\Omega}$$

Para terminar de dimensionar las resistencias se calculó la potencia que disipa cada una. Como ya se conoce el valor de las corrientes en el circuito y cada tiristor se prende un tercio del periodo (120°) la expresión de la potencia es :

$$P_{res} = \frac{RI^2}{3}$$

C.2. Simulación Del Circuito de Disparo

Con los parámetros del esquemático ya calculados, se simuló el circuito en el programa LTSPICE para corroborar su funcionamiento.

La figura C.2 muestra el circuito simulado indicando qué puntos son de interés para verificar el funcionamiento. El voltaje gate-cátodo del tiristor fue representado mediante 3 diodos en serie:

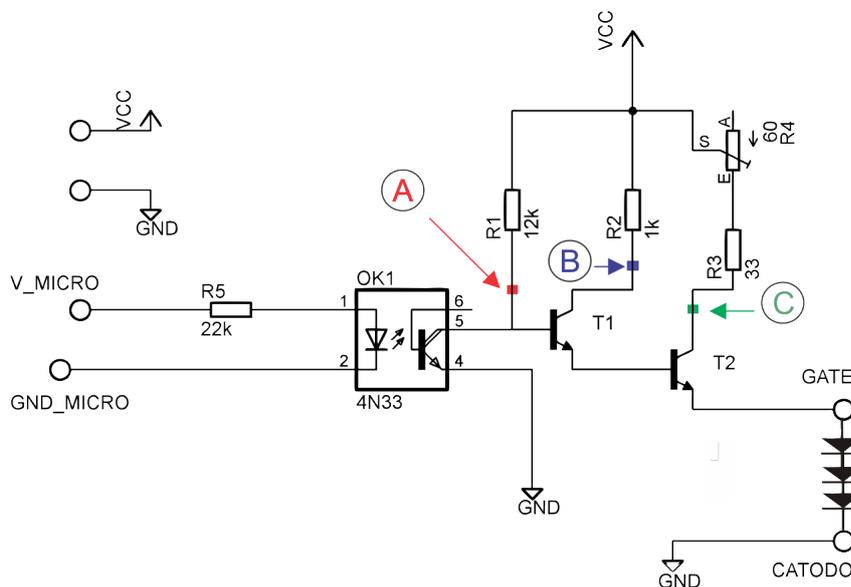


Figura C.2: Esquemático del circuito a simular. A, B, C puntos relevados de importancia.

La entrada al circuito es una señal de pulsos de altura $5V$, período de $9ms$ y un duty cycle de $3ms$ simulando la señal que envía el control, mientras que el voltaje de alimentación es $12V$ como se había calculado. El valor de la resistencia $R4$ se ajusta posteriormente dependiendo de la simulación.

En primer lugar se simuló el punto rojo A de la figura C.2 con $R_4 + R_3 = 60\Omega$. Este punto es importante ya que permite ver la salida del optocoplador y la entrada a la base de T_1 . Para dicho punto es de importancia simular la corriente como muestra la figura C.3:

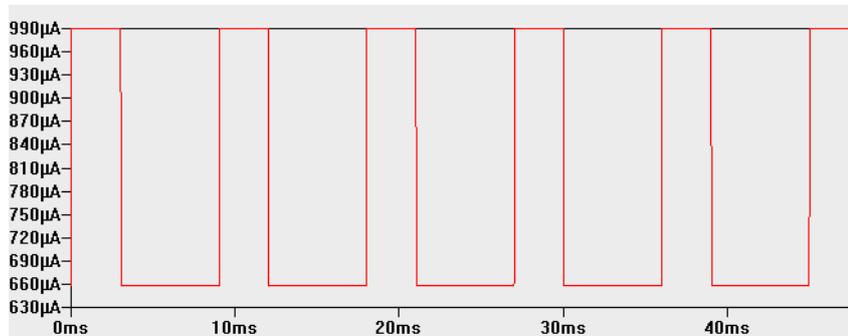


Figura C.3: Corriente por el punto A de la figura C.2.

Su altura es de $0,99mA$ mientras que en el diseño se esperaba una corriente cercana de $1mA$. Debido a esto se puede decir que el resultado es aceptable.

Esta corriente es la encargada de polarizar a T_1 en zona de saturación, para que sea capaz de entregar a la base de T_2 $10mA$. Justamente, simulando el punto B se puede corroborar dicha información:

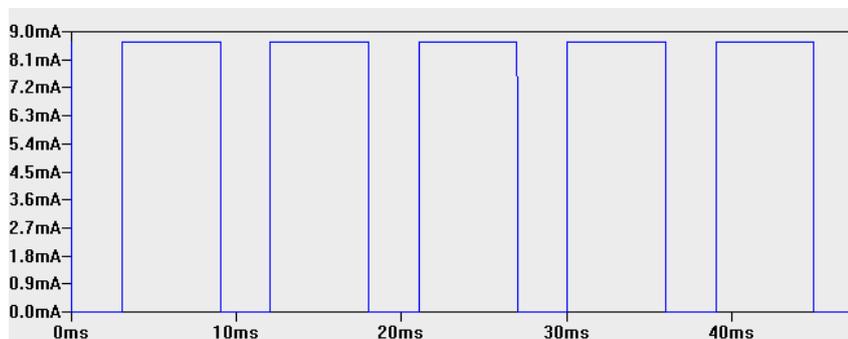


Figura C.4: Corriente por el punto B de la figura C.2.

Nuevamente, observando la altura del pulso de corriente de la figura C.4 se observa que la misma es de $9mA$. La diferencia con los $10mA$ que se esperaba, está relacionado a que se eligió valores de resistencias comerciales y no exactamente las que arrojaban las cuentas. Falta corroborar si T_1 está saturado, la figura C.5 muestra el voltaje de colector y emisor de T_1 :

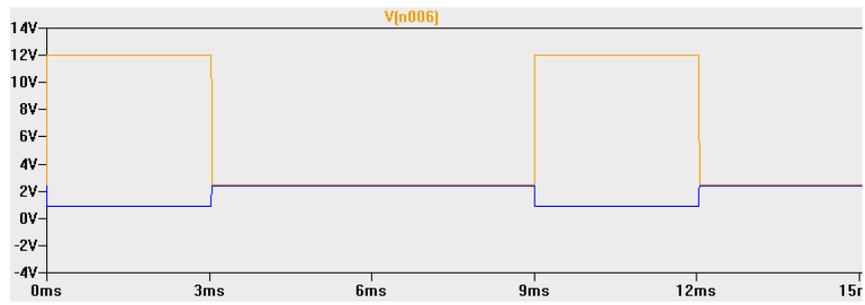


Figura C.5: Corriente por el punto B de la figura C.2.

Claramente la diferencia entre voltajes es prácticamente nula, por lo que $T1$ está saturado como se esperaba.

Apéndice D

Planos de Cableado

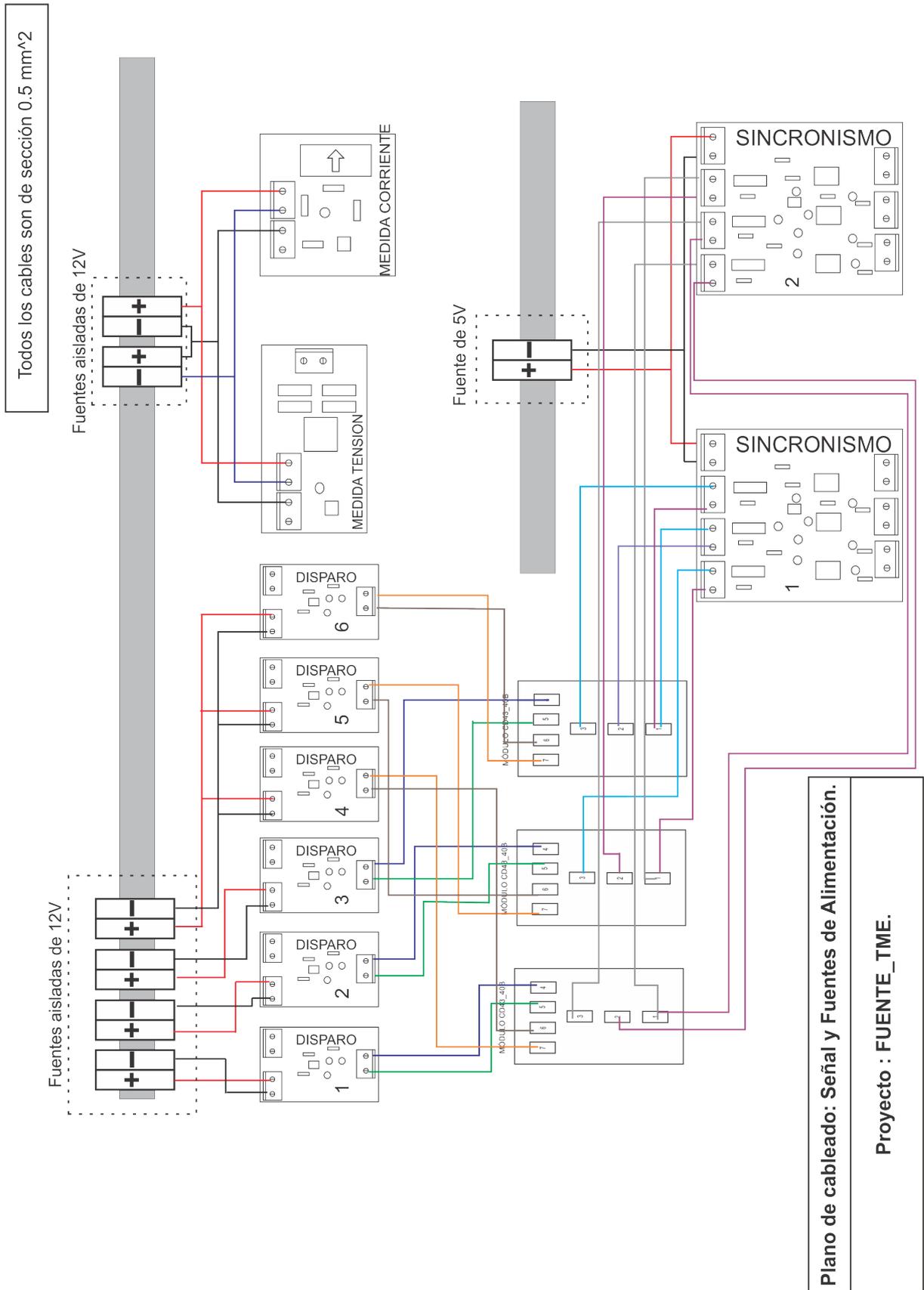


Figura D.1: Plano de cableado Señal.

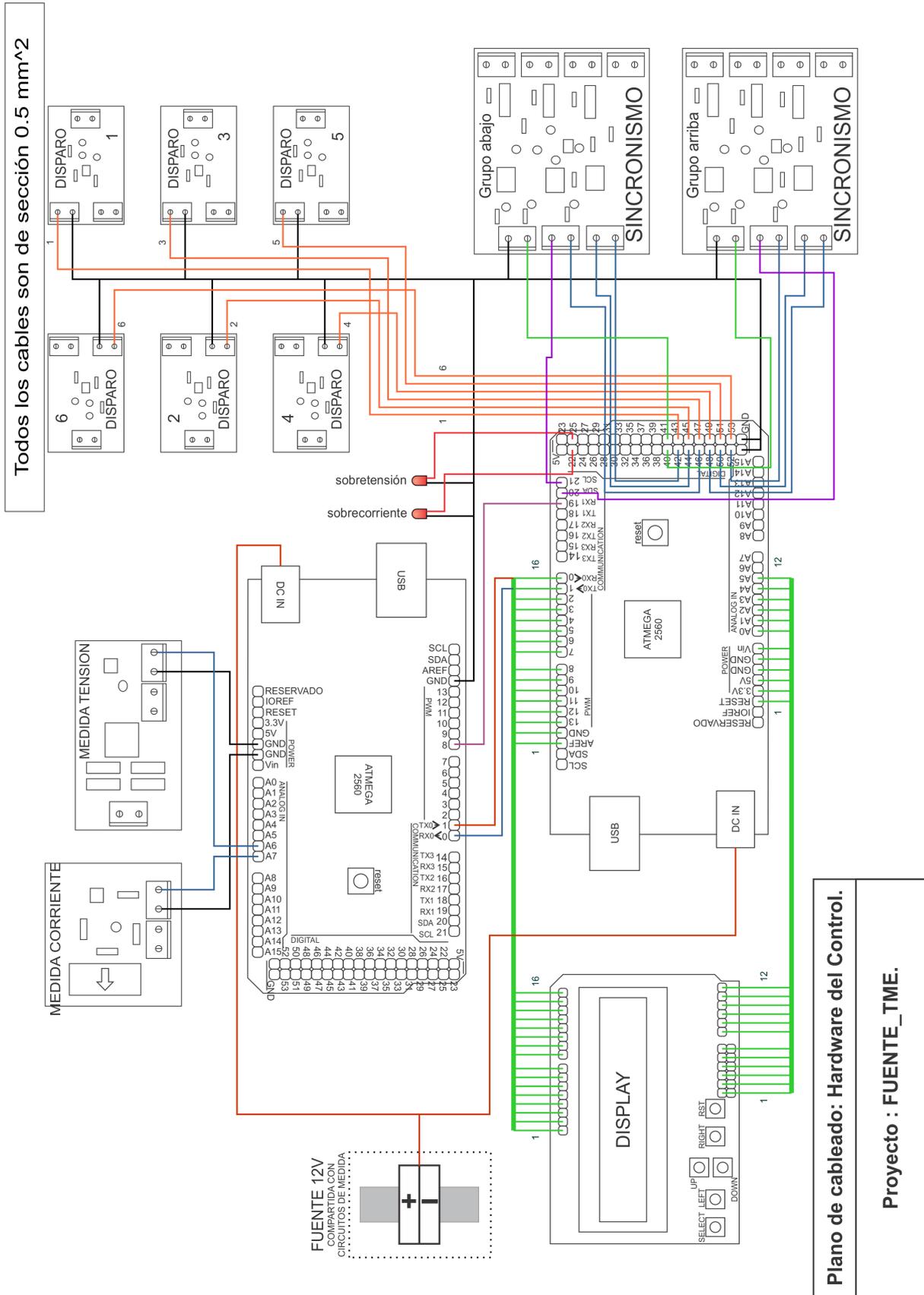
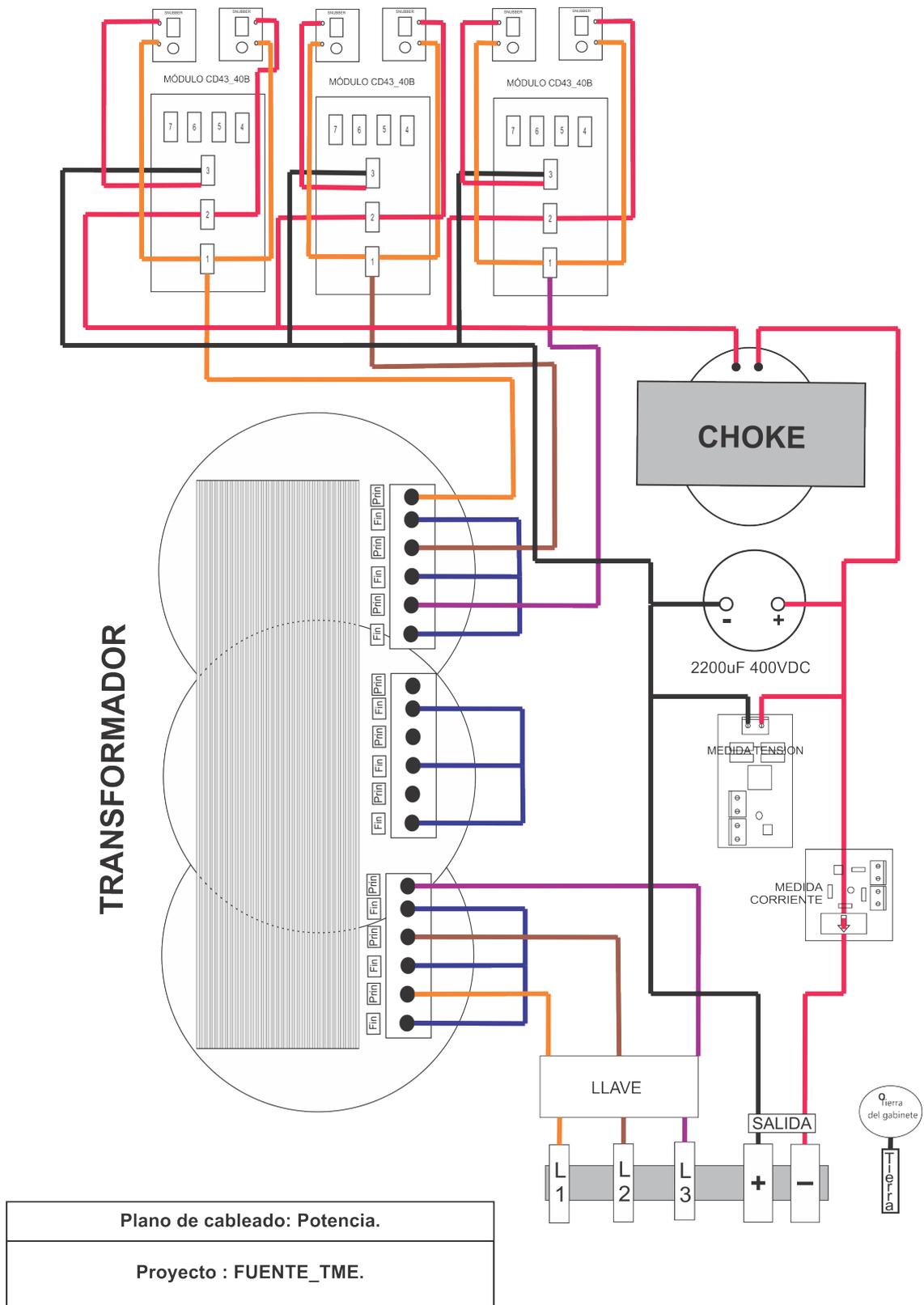


Figura D.2: Plano de cableado Hardware Control.

Todos los cables son de sección 2 mm²



Plano de cableado: Potencia.
 Proyecto : FUENTE_TME.

Figura D.3: Plano de cableado Potencia.

Apéndice E

Manual de Usuario de Fuente TME

E.1. Descripción General

EL equipo consiste en un sistema para alimentar motores en continua con dos salidas: una que podrá entregar una corriente de salida de hasta 20A, con un rango de tensiones de 0V a 300V, y la otra una corriente de salida de hasta 7A, con el mismo rango de tensiones mencionado.

El equipo consiste en dos rectificadores trifásicos con puente de 6 tiristores. El sistema de control y comando es totalmente digital, sin potenciómetros de ajuste. Las partes mecánicas móviles son solamente la llave termomagnética trifásica de alimentación de 220/230Vca.

En la figura E.1 se puede observar el gabinete de la fuente:

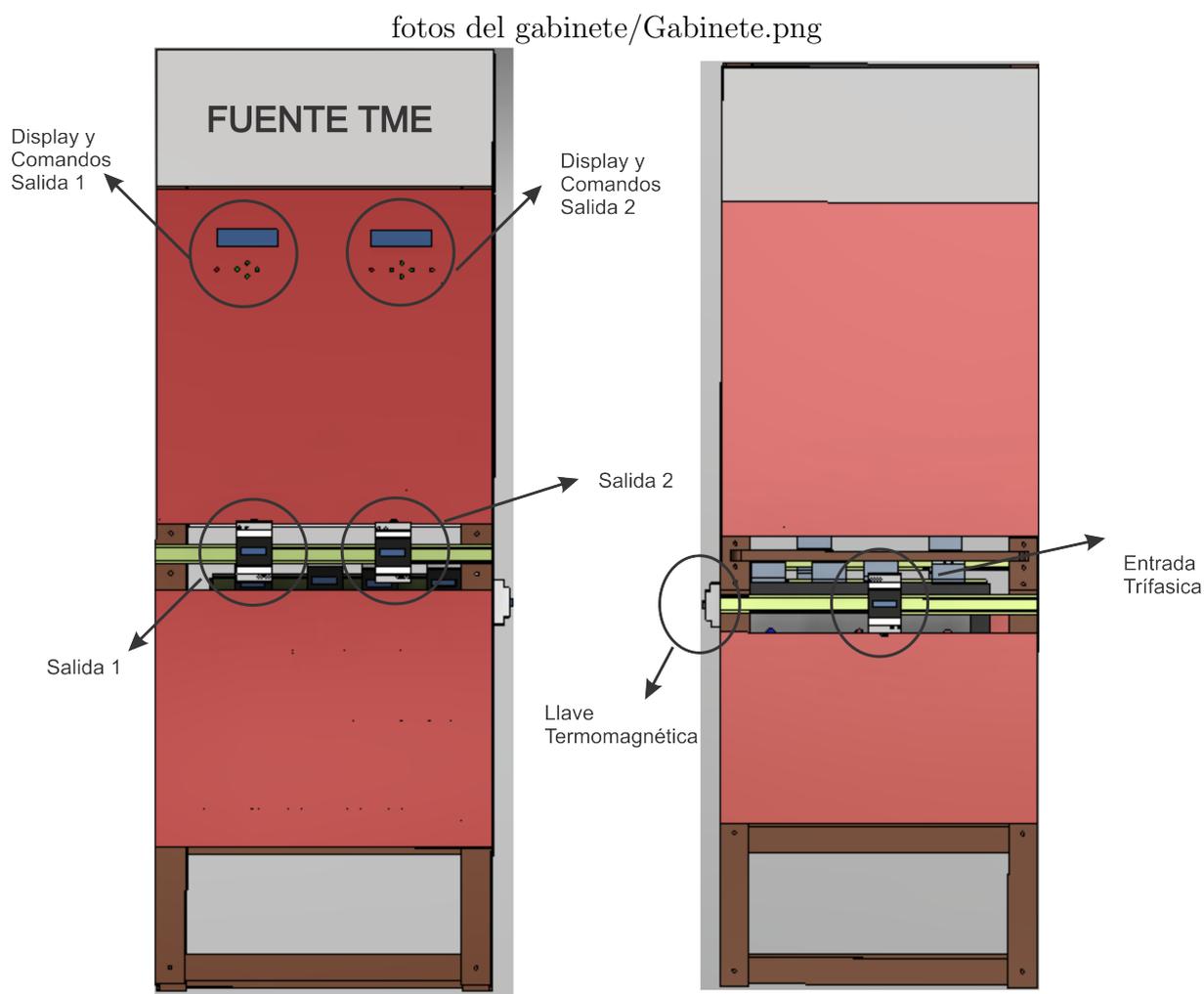


Figura E.1: Frente del gabinete de la fuente.

La selección de modo de operación: controlando corriente o controlando tensión, se realiza en forma digital con pulsadores táctiles de alta confiabilidad debidamente protegidos para evitar cualquier contacto accidental. La programación se habilita en el exterior del equipo y se realiza con ayuda de un indicador de 16 x 2 dígitos, el cual permite visualizar el modo de operación en trabajo (controlando corriente o controlando tensión), las tensiones y corrientes de salidas actuales y las tensiones o corriente que se desea obtener.

Están incluidos límites máximos para la programación de tensiones de salida y corrientes máximas, que impiden sobrecargar el equipo.

E.2. Instalación

La conexión a la red y a los motores se realiza mediante bornes debidamente señalizados accesibles en el interior del equipo retirando la tapa. Los bornes son, de derecha a

izquierda:

Conexión de tierra: borne verde o amarillo que debe conectarse a la tierra de la instalación.

Conexión de motores: negativo y positivo.

La entrada de tensión de red (R, S y T) se conecta directamente a los bornes de la llave termomagnética de entrada. El orden de fases es indiferente.

Los cables de alimentación de C.A deben dimensionarse por lo menos para 16.3Aef y 5.7Aef para las salidas de 20A y 7A respectivamente. Los cables de conexión a los motores se deberán dimensionar de manera que la caída total de tensión (positivo más negativo) en los mismos sea menor al 1 % para la corriente nominal de continua.

E.3. Puesta en Marcha

Los elementos de mando y señalización son:

Llave termomagnética: trifásica a la entrada de la red.

Indicador: de 16 x 2 dígitos para señalización general incluyendo funciones de voltímetro y amperímetro.

5 Pulsadores Táctiles: ubicados abajo del indicador. Las funciones de los pulsadores son: selección, validación e ingreso de números. Con el comando selección se selecciona el modo de funcionamiento (controlando corriente o controlando tensión) mientras que con el restante comando se confirma el valor de corriente o tensión deseado. El ingreso de los números se realizan con flechas indicando crecimiento y decrecimiento, hacia arriba y hacia abajo respectivamente, y en forma cíclica. El equipo se pone en marcha de la siguiente forma:

1 Se verifica el conexionado de las tres fases de la red y de las baterías. El orden de las fases, como ya se mencionó, no influye en el funcionamiento del equipo.

2 Se verifica la polaridad de la conexión de los bornes de salida, dado que los condensadores de salida son electrolíticos y el cambio de polaridad los puede dañar de forma permanente.

3 Se cierra la llave de alimentación del equipo.

E.4. Operación

Para la operación de la fuente se usan los cinco botones que se presentan en la interfaz para cada salida de la fuente. Un diagrama de la interfaz completa se muestra en la figura E.2.

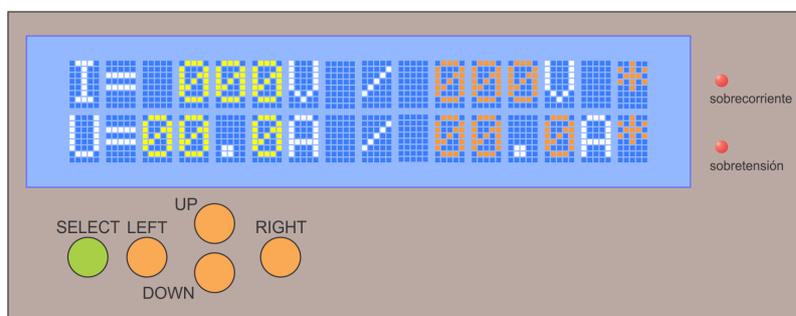


Figura E.2: Diagrama de interfaz con el usuario.

Usando los botones **left** y **right** se puede desplazar únicamente por los caracteres mostrados en rojo. Al llegar al final o principio de cada línea, se pasará a la siguiente con un orden circular. De esta forma se llega únicamente a los dígitos que el usuario puede manipular, y además se llega al carácter de asterisco para indicar el modo de funcionamiento.

Usando los botones **up** y **down** se puede incrementar o decrementar el dígito numérico seleccionado para la tensión o corriente en la salida. Si el carácter seleccionado es el asterisco, pulsar cualquiera de estos botones hará que se seleccione el modo de funcionamiento correspondiente. Un asterisco en la línea superior, donde se muestran los valores de tensión, indicará que el modo de funcionamiento será de control por tensión. Un asterisco en la línea inferior indicará que el modo de funcionamiento será de control por corriente. Durante el ingreso de valores, se limita el valor de las centenas al rango 0...3 para tensión, y 0...2 para la corriente.

Usando el botón **select** se indica al equipo que los valores ingresados son los deseados. Es en este momento que la fuente registra y comienza a usar los cambios. De esta manera se evitan errores en el ingreso de valores y modo de funcionamiento, permitiendo al usuario ver y corregir los valores antes de aplicarlos.

Los dos indicadores leds a la derecha, **sobrecorriente** y **sobretensión**, indican si se superaron los valores límite en los modos de funcionamiento en tensión y sobrecorriente respectivamente.

E.5. Mensajes de Error

E.5.1. Error en Valores Ingresados

En el caso que los valores ingresados por el usuario superen los valores máximos soportados por el equipo, se mostrará en el display el mensaje **VALORES INCORRECTOS**. Este mensaje aparece luego de pulsar **select** mientras los valores ingresados excedan los valores máximos. Para quitar el error y seguir usando el equipo hay que pulsar cualquier botón.

E.5.2. Error en Sincronismo

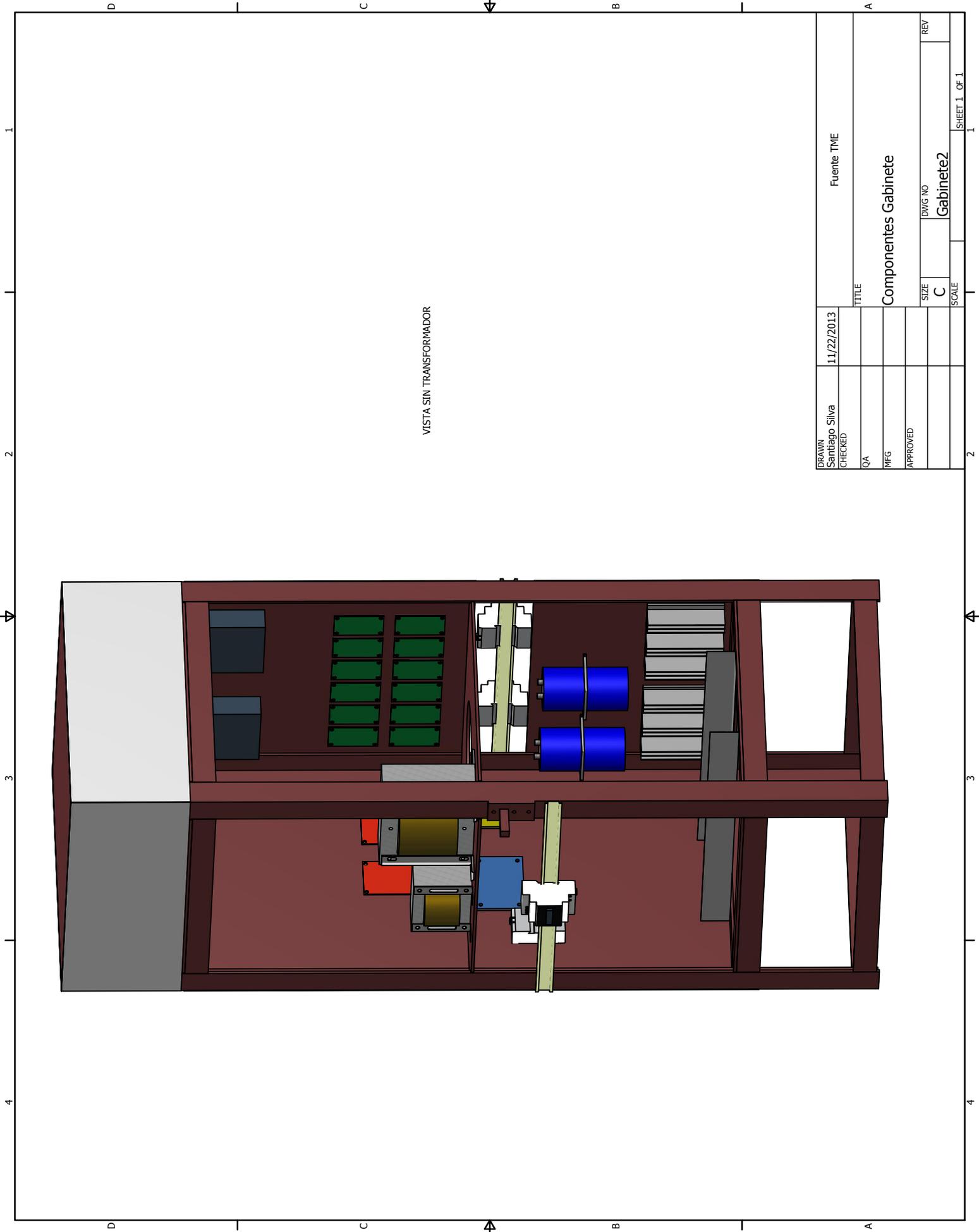
Este mensaje de error se muestra en caso de que haya alguna falla en el sincronismo de los tiristores. Si sucede, la salida se apaga y se hace necesario apagar y prender el equipo para permitir funcionar nuevamente. Si el error persiste, se hace necesario realizar un chequeo al equipo, y en particular a los tiristores y circuito de sincronismo.

E.6. Características técnicas

- Tensión de alimentación: 220/230Vca trifásica a configurar en fábrica.
- Tolerancia en tensión de alimentación: 220/230Vca +15 % -20 %
- Frecuencia: 50Hz.
- Corriente nominal: programables de 0A_{dc} a 20A_{dc} y 0A_{dc} 7A_{dc}.
- Tensión de salida: 0V_{dc} a 300V_{dc}
- Protección contra cortocircuitos: llave termomagnética ajustada en fábrica para protección contra sobrecargas y cortocircuitos a la entrada de C.A.
- Mandos y conexiones accesibles en el exterior: interruptor general, borneras de entrada, salida, display y botones.
- Dimensiones aproximadas: Altura 1400 mm
Ancho 500 mm
Profundidad 500 mm
- Peso estimado: 250 Kg
- Condiciones ambientales: temperatura máxima del aire: 45°C, temperatura media diaria máxima: 35°C, temperatura mínima: -10°C y humedad relativa máxima: 100 %
- Aislación: tensión de ensayo del transformador solo, 2.0kV 50Hz, 1min.

Apéndice F

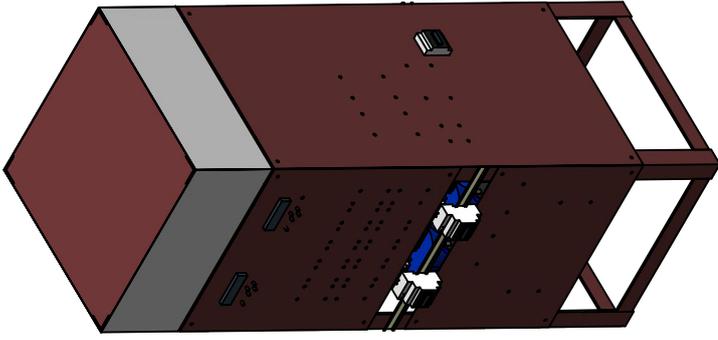
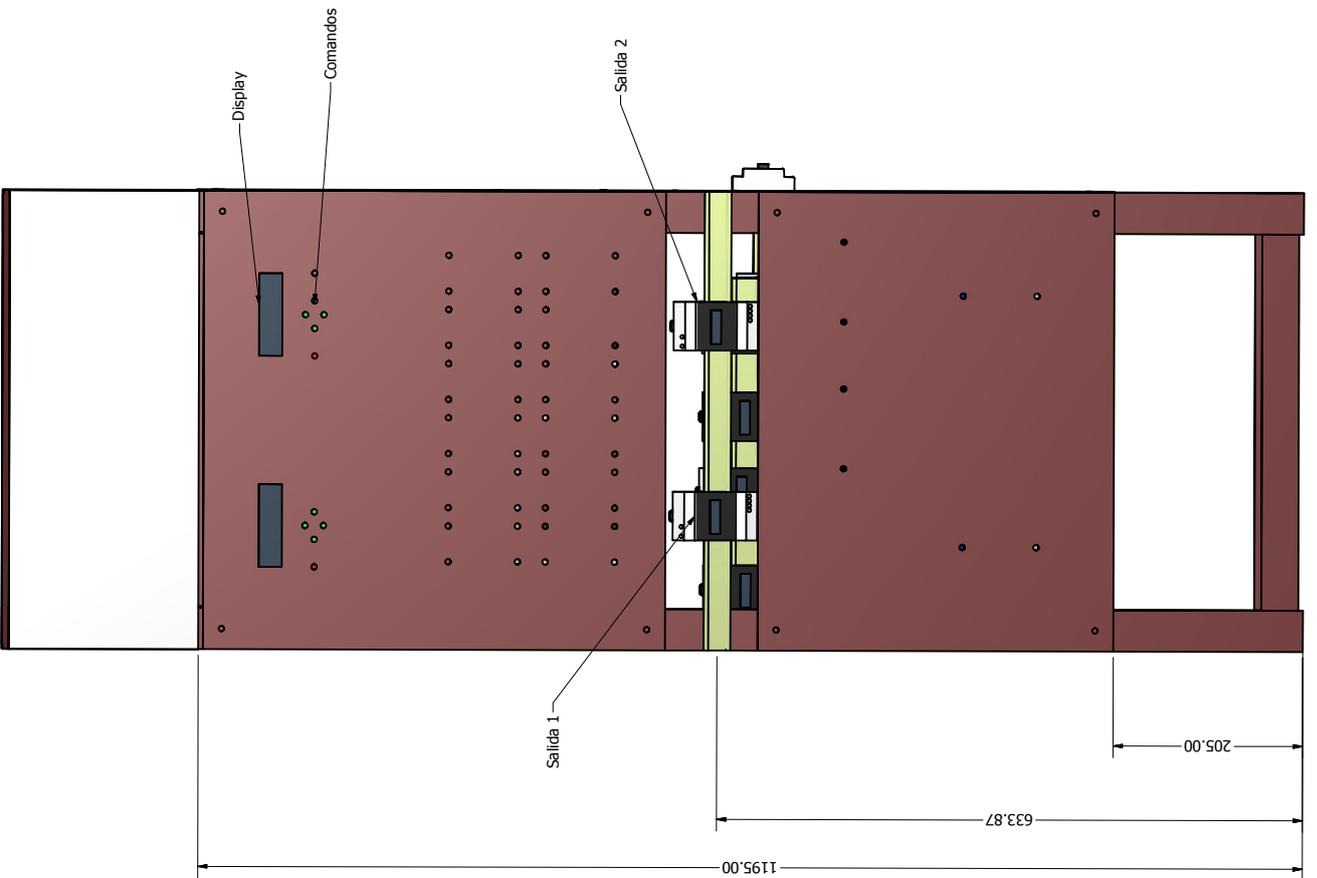
Diseño Mecánico



VISTA SIN TRANSFORMADOR

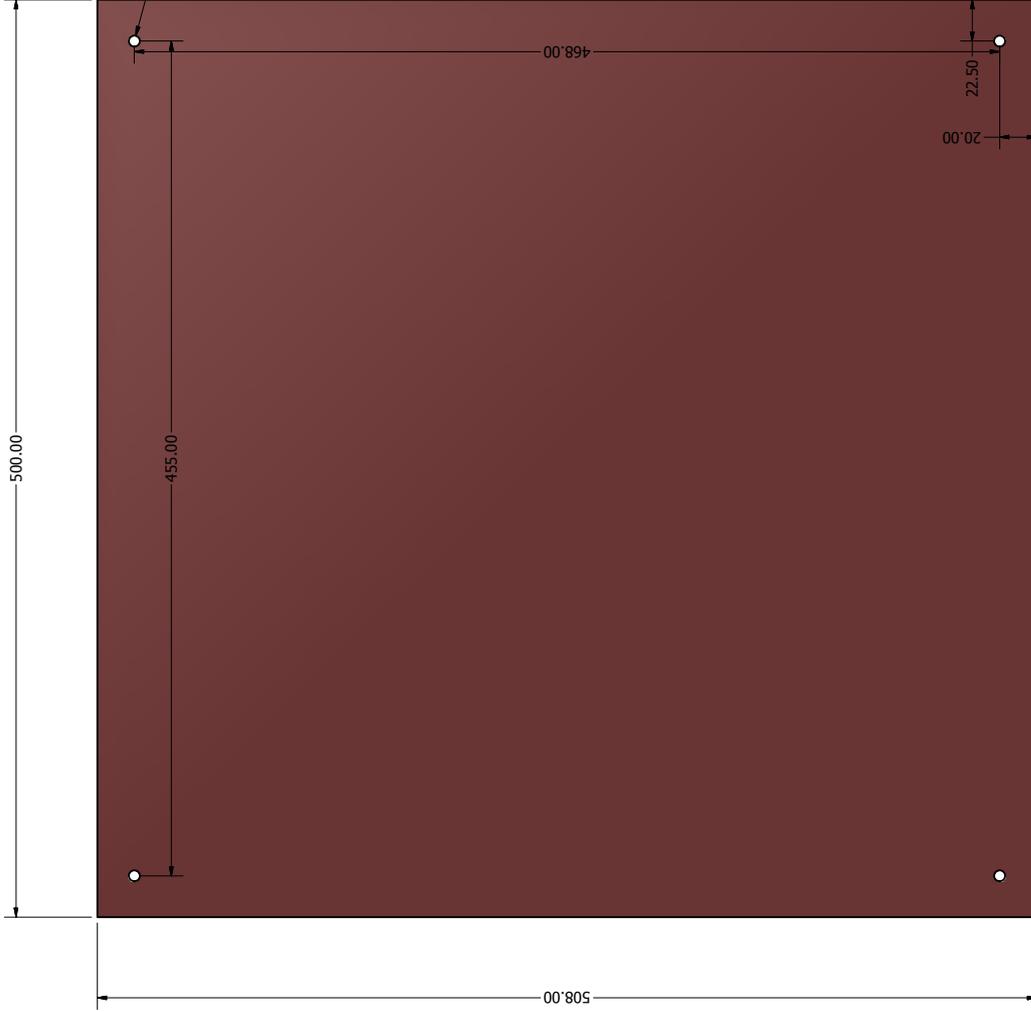
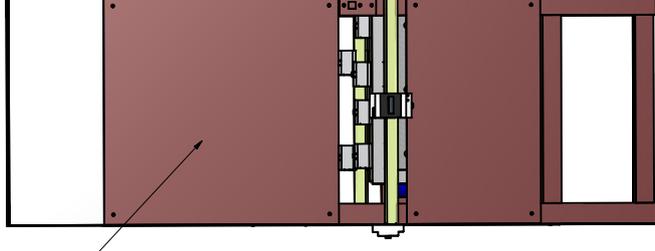
DRAWN Santiago Silva CHECKED	11/22/2013	Fuente TME
QA	TITLE Componentes Gabinete	DWG NO Gabinete2
MFG	SIZE C	REV
APPROVED	SCALE	SHEET 1 OF 1

VISTA FRONTAL



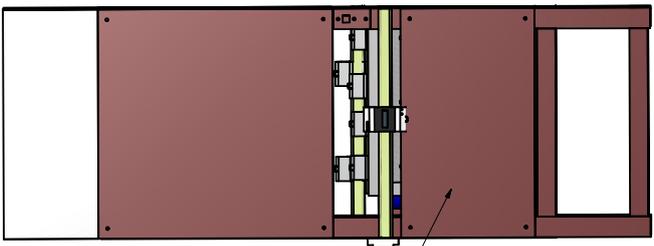
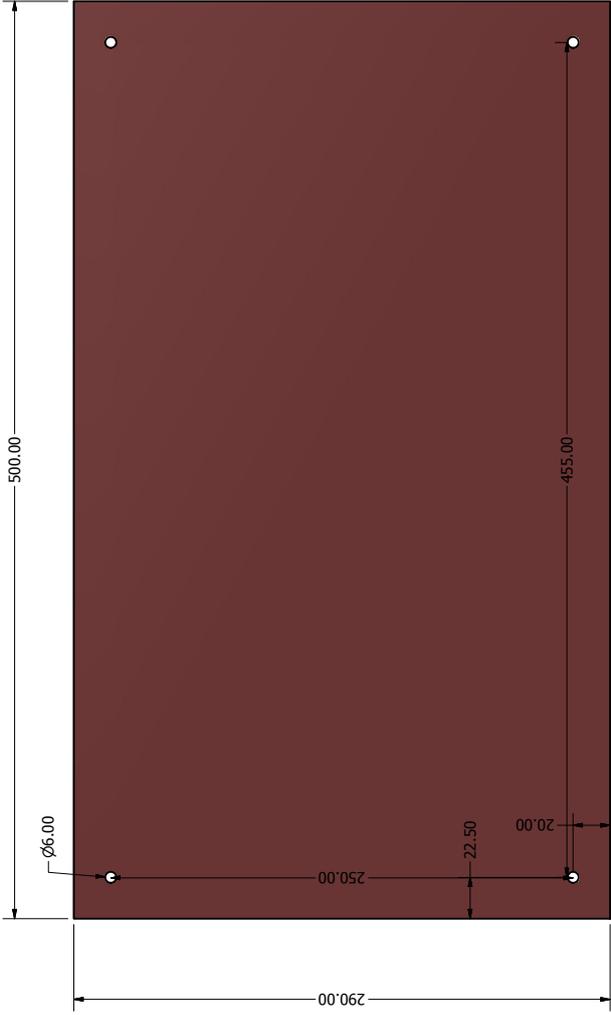
DRAWN	11/22/2013	TITLE	
SAIHSI			
CHECKED			
QA			
MFG			
APPROVED			
		SIZE	C
		DWG NO	Gabinete-Frente
		SCALE	
		REV	

Entrada1 Chapa #18



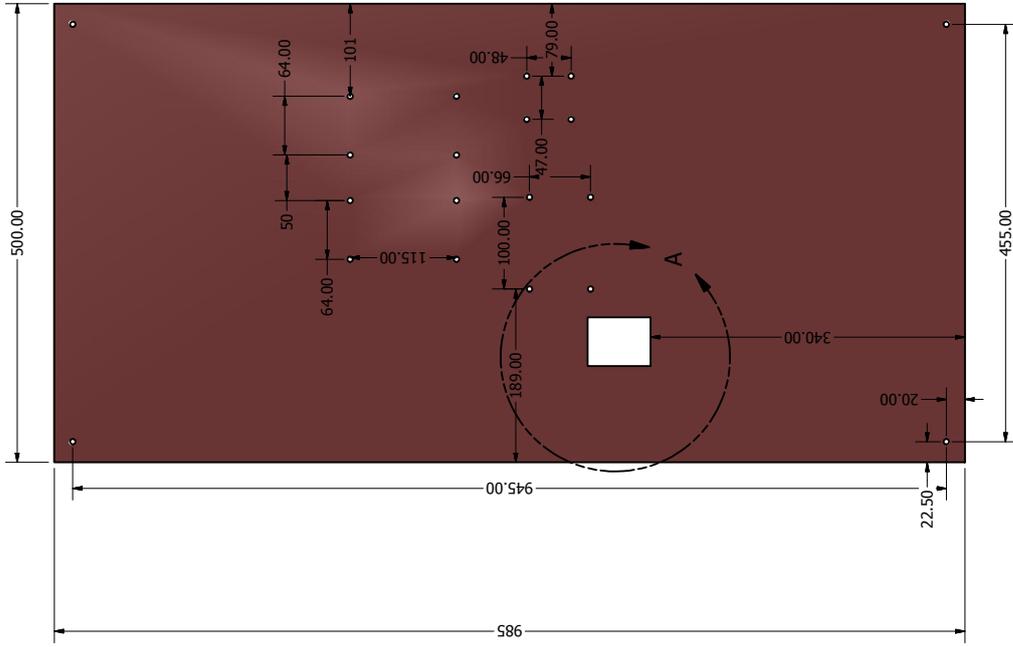
DRAWN Santiago Silva	11/21/2013	Fuente TME
CHECKED		TITLE
QA		Entrada 1
MFG		SIZE
APPROVED		C
		DWG NO
		Entrada1
		SCALE
		SHEET 1 OF 1

Entrada 2 Chapa #18

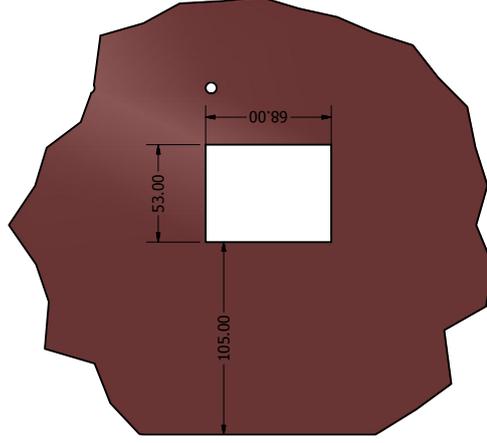


DRAWN Santiago Silva	11/21/2013	Fuente TME
CHECKED		
QA		TITLE
MFG		Entrada 2
APPROVED		SIZE
		C
		DWG NO
		Entrada2
		REV
		SCALE
		SHEET 1 OF 1

LATERAL con LLAVE CHAPA #18



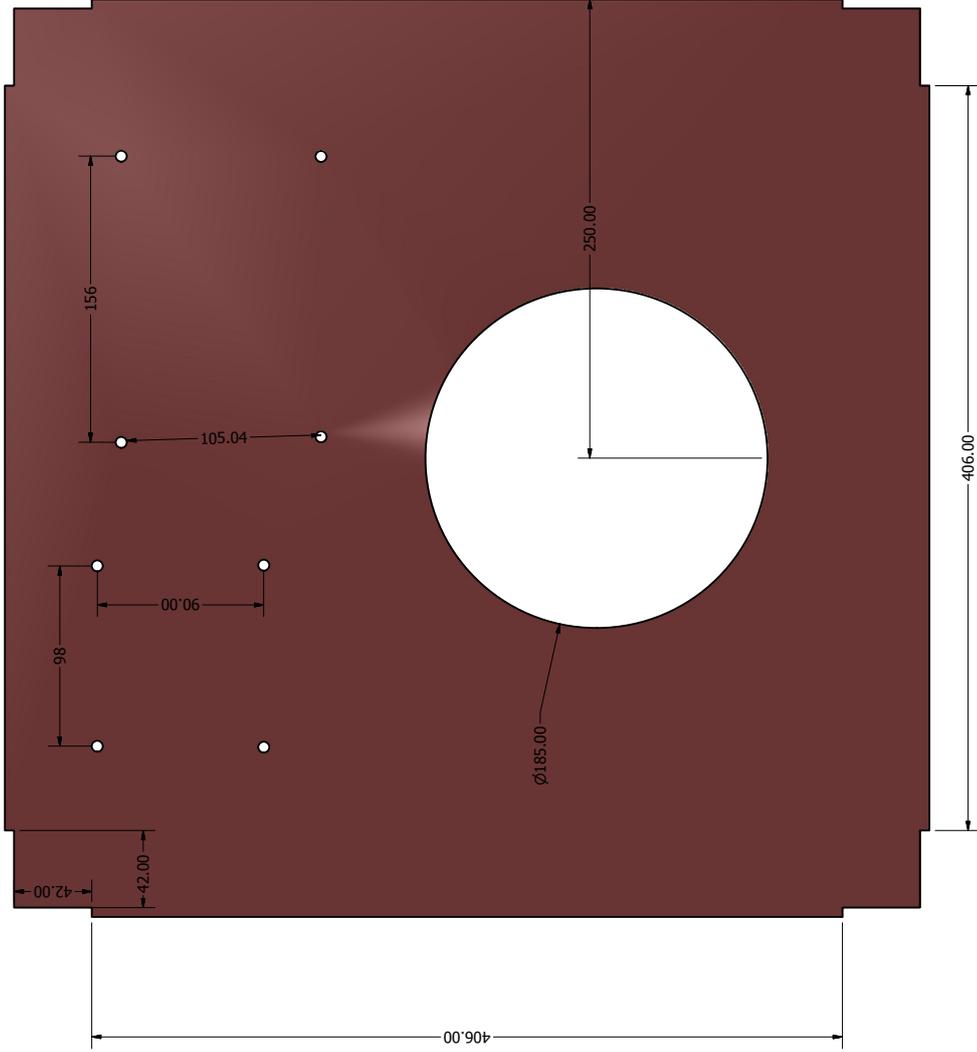
Lateral con llave



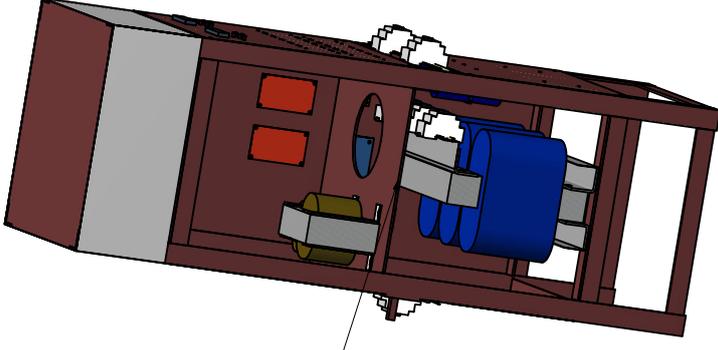
DETAIL A
SCALE 1 / 2

DRAWN	11/22/2013	Fuente TME
Santiago Silva		
CHECKED		
QA		TITLE
MFG		Lateral con llave
APPROVED		SIZE
		C
		DWG NO
		LateralConLlave
		SCALE
		REV

PISO INTERMEDIO CHAPA #18

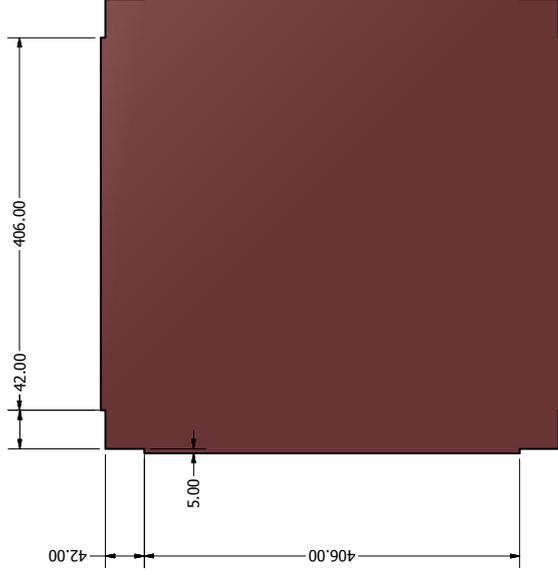


Piso Intermedio

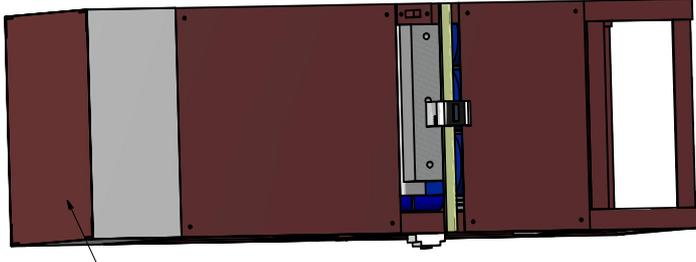


DRAWN Santiago Silva	11/21/2013	Fuente TME
CHECKED		TITLE
QA		Piso Intermedio
MFG		SIZE
APPROVED		C
		DWG NO
		Techo_intermedio
		SCALE
		SHEET 1 OF 1

TECHO1 CHAPA #18



Techo, va soldado



DRAWN Santiago Silva	11/22/2013	Fuente TME
CHECKED		
QA		TITLE
MFG		Techo1
APPROVED		SIZE
		C
		DWG NO
		Techo1
		REV
		SCALE
		SHEET 1 OF 1