

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD Y
COMPUTACIÓN**

*“MODERNIZACIÓN DE EQUIPO EDUCATIVO INGLÉS MAWDSLEYS
PARA EL ESTUDIO DE CONVERTIDORES AC/DC Y SISTEMAS DE
CONTROL DE VELOCIDAD”*

TESIS DE GRADO

Previo a la obtención del título de:

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD, ESPECIALIZACIÓN ELECTRÓNICA Y
AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL**

Presentado por:

ANGEL RECALDE LINO

JULIO CÁRDENAS LANDÍN

GUAYAQUIL – ECUADOR

2007

AGRADECIMIENTO

Agradecemos a Dios por habernos dado la oportunidad de concluir con esfuerzo la carrera que hemos elegido. Agradecemos también a nuestros padres de los cuales hemos sabido escoger y poner en práctica su guía y sabio consejo. Mencionar a todas aquellas personas que han aportado a la presente tesis se escaparía del marco que nos ha sido impuesto. Sin embargo, agradecemos por último a la ESPOL por haber confiado en nosotros, sus alumnos.

DEDICATORIA

Dedicamos este trabajo a nuestros padres y familiares
Quienes han sabido enseñarnos lo correcto en el momento indicado

También dedicamos este trabajo a aquellas personas que

Quieren sobresalir cada día más dejando en el estante

El desgano y la indolencia, rompiendo sus propios límites

En búsqueda de ese inmenso destino llamado conocimiento.

TRIBUNAL DE GRADUACIÓN

Ing. Gustavo Bermúdez

Decano de la Facultad de Ingeniería

En Electricidad y Computación

Ing. Alberto Larco

Director de Tesis

Ing. Carlos Valdivieso

Miembro Tribunal

Ing. Sífifo Falcones

Miembro Tribunal

DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, corresponden exclusivamente a sus autores; y el patrimonio intelectual de la misma a la Escuela Superior Politécnica del Litoral”

Angel Andrés Recalde Lino

Julio César Cárdenas Landín

RESUMEN

El presente trabajo de tesis expone los fundamentos necesarios para estudiar un convertidor de tiristores de pequeña potencia como el equipo educacional inglés MAWDLEYS. Además de recopilar toda la información necesaria para entender el funcionamiento específico de este equipo, se describen los procedimientos que se siguieron para ponerlo nuevamente en marcha después de un período prolongado de desuso. No obstante, se ha pensado en la necesidad de compilar un manual que guíe al usuario en el manejo y explotación de todas las prestaciones del equipo, si bien no realizando complicadas demostraciones matemáticas, pero sí haciendo hincapié en las aserciones basadas en la experiencia práctica que son conocimientos tan importantes como los desarrollos de cálculo. La tesis profundiza en algunos tópicos relevantes aplicados a la operación de motores DC que muchas veces no son conocidos por el estudiante y dada su densidad muchos de los textos clásicos no los incluyen. Resulta meritorio mencionar que todo esto está siempre acompañado por demostraciones en computador y se ha incluido un elaborado material para simuladores en el cual pueden estudiarse las experiencias previo uso físico del equipo. Finalmente, no es nuestra finalidad ser la última palabra ni el referente en el tema de convertidores, ya que nuestro trabajo apenas es una apertura a la extensa bibliografía existente que esperamos el lector y el cuerpo estudiantil sienta la necesidad de estudiar en su búsqueda del conocimiento.

INDICE GENERAL

	PÁGINA
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VII
INDICE DE FIGURAS	XII
INDICE DE TABLAS	XVI
INDICE DE ABREVIATURAS	XVII
INTRODUCCIÓN	XX
1. CONSIDERACIONES PARA EL ESTUDIO DE UN EQUIPO	
CONVERTIDOR DE TIRISTORES	1
1.1. Principio del manejo de tiristores	1
1.1.1. Operación del Tiristor	1
1.1.2. Curva característica de un SCR	2
1.1.3. Métodos de control	5
1.2. Principios de sistemas de control retroalimentados	6

1.2.1. Sistemas de regulación en lazo abierto y cerrado	6
1.2.2. Respuesta de un circuito de regulación retroalimentado	7
1.2.3. Selección del regulador para el control a lazo cerrado del equipo	9
1.2.4. El control proporcional – integral	12
1.2.5. Aplicación del controlador PI a un sistema de control de velocidad con lazo interno de corriente	14
1.3. Aplicaciones de convertidores estáticos	17

2. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL EQUIPO EDUCACIONAL

DE TIRISTORES MAWDLEYS	21
2.1. Funcionamiento general	22
2.1.1. Control a lazo abierto	24
2.1.2. Control de corriente de carga	24
2.1.3. Control de voltaje de armadura	25
2.1.4. Control de velocidad	26
2.1.5. Sección de monitoreo	28
2.1.6. Conexiones de carga	29
2.2. Sistema eléctrico	29
2.2.1. Conjunto motor-generador DC	33
2.3. Sistema electrónico	35

2.3.1.	Tarjeta controladora DC 2554	36
2.3.2.	Tarjeta DC 1119 fijadora del límite de disparo de breaker de carga	45
2.3.3.	Tarjetas DC 2641 y DC 2637 de monitoreo de señales	47
2.3.4.	Tarjeta DC 3322 alimentadora de voltaje de campo para motores DC	50
3.	CONVERTIDORES DE TIRISTORES	51
3.1.	Rectificadores monofásicos	51
3.1.1.	Introducción	51
3.1.2.	Principio de operación del rectificador controlado por fase	52
3.1.3.	Rectificadores totalmente controlados	53
3.1.3.1.	Características generales	54
3.1.3.2.	Característica con motor DC	56
3.1.3.3.	Desarrollo matemático de la relación velocidad vs. torque	59
3.1.4.	Rectificadores monofásicos con operación en cuatro cuadrantes	63
3.1.5.	Rectificadores monofásicos semicontrolados	65
3.1.6.	Efecto de diodo de paso libre con regeneración	68

3.2. Rectificadores trifásicos	69
3.2.1. Principio de operación	69
3.2.2. Convertidores trifásicos de media onda	70
3.2.3. Convertidores trifásicos de onda completa	71
3.2.3.1. Características generales	72
3.2.3.2. Condición de continuidad de corriente	74
3.2.3.3. Características con motor DC	76
3.2.4. Convertidores trifásicos con diodo de paso libre y motor como carga	79
3.2.5. Convertidores trifásico con operación en cuatro cuadrantes	82
3.3. Convertidores AC/AC	84
3.3.1. Principio de operación	84
3.3.2. Convertidor AC/AC trifásico como arrancador suave	85

4. INGENIERÍA INVERSA Y REPARACIÓN

COMPLETA DEL EQUIPO	87
4.1. Obtención de planos electrónicos y eléctricos	87
4.2. Análisis de esquemáticos vía simulación	90
4.3. Reparación de la tarjeta controladora DC 2554 original	96
4.4. Diseño y construcción de nueva tarjeta controladora	99

4.5. Mantenimiento y reparación general	103
5. PRUEBAS EXPERIMENTALES	107
5.1. Resultados finales	107
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	115
ANEXOS	118
1. Diagramas descriptivos del equipo MAWDLEYS	119
2. Planos completos del equipo MAWDLEYS	126
3. Especificaciones técnicas	155
4. Funciones específicas de los simuladores utilizados	161
5. Manual académico del equipo educacional MAWDLEYS	166
6. Tablas y datos experimentales	225
BIBLIOGRAFÍA	231

INDICE DE FIGURAS

FIGURA	TITULO	PÁGINA
1.1	Representaciones del tiristor	2
1.2	Curva característica de un tiristor	3
1.3	Control de fase para tiristor	5
1.4	Control en lazo abierto	6
1.5	Control en lazo cerrado	7
1.6	Sistema de regulación retroalimentado	8
1.7	Respuestas del control en lazo cerrado ante una entrada escalón	8
1.8	Diversas características de regulación	9
1.9	Componentes de un sistema de regulación	10
1.10	Elementos del controlador	11
1.11	Configuraciones de realimentación	12
1.12	Controlador PI con amplificador operacional	12
1.13	Controlador PI de velocidad	15
1.14	Transmisión HVDC	18
1.15	Fuente ininterrumpida de potencia (UPS)	18
1.16	Balastos de alta frecuencia	18
1.17	Calentamiento por inducción (soldadura)	19

2.1	Control a lazo abierto	24
2.2	Control de corriente de carga	25
2.3	Control de voltaje de armadura	26
2.4	Control de velocidad con taco-generador	28
2.5	Voltajes de fuente de poder de tarjeta DC 2554	37
2.6	Formas de onda del sincronizador de pulsos	39
2.7	Formas de onda del variador de ángulo de disparo	40
2.8	Formas de onda del circuito disparador	42
2.9	Formas de onda de controladores PI	45
2.10	Formas de onda de tarjeta DC 1119	47
2.11	Tarjeta DC 2637	49
	(a) Circuito (1 entrada)	49
	(b) Formas de onda	49
2.12	Formas de onda de tarjeta DC 3322	50
3.1	Rectificador monofásico semi-controlado	53
3.2	Formas de onda de rectificador monofásico	53
3.3	Rectificador monofásico totalmente controlado	54
3.4	Formas de onda rectificador monofásico controlado	55
3.5	Formas de onda CASO A	57
3.6	Formas de onda CASO B	57
3.7	Formas de onda <i>inversor</i> monofásico	58
3.8	Característica Velocidad vs. Torque para un	

	rectificador monofásico	62
3.9	Rectificador monofásico dual	63
3.10	Formas de onda rectificador monofásico dual	64
3.11	Circuitos de rectificadores monofásicos	
	Semicontrolados	65
3.12	Formas de onda de rectificador monofásico	
	Semicontrolado	67
3.13	Formas de onda de rectificador regenerador con	
	efecto de diodo de paso libre ($v > 0$)	69
3.14	Rectificador trifásico de media onda	71
3.15	Formas de onda de rectificador trifásico de media onda	71
3.16	Rectificador trifásico totalmente controlado	72
3.17	Formas de onda de rectificador trifásico completo	74
3.18	Voltaje de carga normalizado vs. Impedancia de	
	carga para rectificadores trifásicos ($\alpha = 30^\circ$)	76
3.19	Característica Velocidad vs Torque para	
	rectificador trifásico	79
3.20	Rectificador trifásico con diodo de paso libre	80
3.21	Formas de onda de rectificador trifásico con	
	diodo de paso libre	81
3.22	Rectificador trifásico dual	82
3.23	Formas de onda de rectificador trifásico dual	

	con corriente circulante prolongada	84
3.24	Convertidor ac/ac monofásico	85
	(a) Circuito	85
	(b) Formas de onda típicas	85
3.25	Arrancador suave (caso didáctico)	86
	(a) Circuito	86
	(b) Formas de onda	86
4.1	Modelo de motor DC de excitación separada	94
4.2	Reemplazos de circuitos integrados	98
4.3	Diseños de PCB para reemplazos de circuitos integrados	98
4.4	Tarjeta controladora de reemplazo	101
4.5	Diseño PCB de Tarjeta DC2554 de reemplazo	102
4.6	Reparación breaker de carga	106
4.7	Tarjeta controladora original reparada	106
5.1	Resultados del circuito de sincronismo	108
5.2	Resultados del circuito de disparo	109
5.3	Rectificador monofásico de onda completa	110
5.4	Rectificador trifásico de onda completa	111
5.5	Rectificador doble Y con reactor de interfase	112
5.6	Convertidor AC/AC como arrancador suave	113
5.7	Resultados experimentales de los controles a lazo abierto y cerrado del motor 41B MAWDLEYS.	114

INDICE DE TABLAS

TABLA	REFERENCIA	PÁGINA
I	Significado de letras subíndices	4
II	Algunos parámetros para SCR	4
III	Configuraciones realizables en el MAWDLEYS	23
IV	Componentes del sistema eléctrico	30

INDICE DE ABREVIATURAS

\bar{i}_a : corriente promedio de armadura

\bar{T} : torque promedio de carga

\bar{v}_t : voltaje promedio de armadura

ADC: cualquier valor promedio de corriente directa

di/dt : diferencial de corriente en el tiempo

f : frecuencia nominal, 60Hz

$FCEM, E_a$: fuerza contra-electromotriz generada en la armadura del motor DC

FEM: fuerza electromagnética

fp : factor de potencia

i_a : corriente de armadura

i_D : corriente del diodo de paso libre

I_f : corriente de campo del motor DC

i_L : corriente de carga

i_s : corriente de alimentación por fase

K_p : factor de ganancia proporcional

$k\Phi$: constante de campo del motor DC

L_r : reactor limitante de corriente circulante

PI: proporcional – integral, utilizado como control PI

R_a, L_a : resistencia e inductancia de armadura

RL : carga compuesta por partes resistiva e inductiva

RMS: raíz cuadrática media de cualquier valor de voltaje o corriente

SCR: rectificador controlado de silicio

T_i : factor o ganancia de tiempo integral

T_m : constante de tiempo mecánica del motor

T_n : tiempo de acción integral

t_{off} : tiempo de apagado del SCR

t_q : tiempo necesario para conmutar el SCR

UPS: fuente de poder ininterrumpible

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} : voltajes trifásicos RMS de línea a línea

VAC, V , V_{RMS} : cualquier valor RMS de voltajes alternos solamente

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : voltajes trifásicos RMS de línea a neutro

v_D : voltaje a través del diodo de paso libre

VDC, V_{DC} : cualquier valor promedio de voltaje directo

V_N : voltaje normalizado

V_s : voltaje de alimentación de una fase

v_t : voltaje en los terminales de carga del convertidor

Z : valor de impedancia de carga

α : ángulo de disparo del SCR

β : ángulo de extinción de corriente

γ : período de conducción del SCR

θ : ángulo de la impedancia de carga

μ : ángulo de sobrelape

Φ : flujo por polo en el circuito de campo del motor DC

ω : frecuencia de trabajo

Ω_m : velocidad del motor DC

ωt : ángulo en radianes

INTRODUCCIÓN

La organización de la presente tesis busca darle al lector las necesarias herramientas teóricas que resulten suficientes a medida que se avanza en la lectura de los capítulos. Por esta razón, inicialmente se introduce en la operación del tiristor y los controles realimentados porque los capítulos siguientes son consecuencia directa de sus configuraciones y estos principios ayudarán a entender mejor circuitos más complejos. El segundo capítulo puede leerse independientemente del resto ya que su propósito es proporcionar una guía introductora del manejo del equipo educacional convertidor de tiristores MAWDLEYS, así como su descripción completa tanto de sus componentes eléctricos como electrónicos. El siguiente capítulo proporciona los fundamentos teóricos para estudiar todas las configuraciones realizables en el equipo convertidor de tiristores. Puede parecer extenso pero en realidad es el que mejor se adapta a la descripción de *apertura* antes mencionada dada la abundante bibliografía técnica y científica existente. Lo restante del presente trabajo se esfuerza en exponer todo lo referente a la reparación y modernización del equipo, junto con la debida puesta en marcha experimental que concluya con la entrega flamante del mismo como nuevo.

Existen muchas herramientas de análisis por computador en nuestra actualidad. No utilizarlas sería contraproducente dado el incomparable beneficio que tiene estudiar circuitos complejos tal como si se estuviere en un laboratorio. Por esta razón se ha acompañado cada exposición con gráficas obtenidas en software especializado para determinados tipos de análisis. También se facilita este paquete informático al lector de manera que tenga la oportunidad de estudiar igualmente como lograron los autores de este trabajo al construir estos archivos por completo.

Existe sin embargo una pregunta que salta a la vista, y es ¿por qué estudiar un convertidor de tiristores cuando la industria moderna utiliza sistemas cada vez más integrados y soluciones más sofisticadas? En realidad introducirse a estos equipos requiere de mucho estudio científico si se quiere hacer ingeniería y no saber simplemente el manejo de las fácilmente comprensibles interfaces de usuario las cuales se conocen con sólo leer acuciosamente el manual. Este estudio siempre ha de comenzar por el funcionamiento y operación de los convertidores estáticos conmutados por la red, los cuales necesariamente tocan los rectificadores, inversores y conversores AC/AC. Negarse a estudiarlos sería poco práctico cuando la tecnología avanza utilizando estos mismos principios pero aplicando nuevos elementos que soporten controles más complejos. Es decir, no hay tiempo perdido en prestar atención a estos fundamentos, antes bien se gana la satisfacción de haber alcanzado un peldaño más cerca de aquella cima cada día más creciente llamada tecnología.

CONSIDERACIONES PARA EL ESTUDIO DE UN EQUIPO CONVERTIDOR DE TIRISTORES

1.1. PRINCIPIO DEL MANEJO DE TIRISTORES

1.1.1. OPERACIÓN DEL TIRISTOR

El tiristor (SCR, *rectificador controlado de silicio*) en sentido general es un interruptor que se encuentra en estado de apertura mientras su corriente principal sea inferior a un valor mínimo de sostenimiento, mientras su polarización no sea directa o mientras su compuerta de control no haya sido cebada para producir la avalancha de encendido. Las aplicaciones de media y alta potencia de conversión de energía

mantienen el uso de SCR dada su construcción mejorada y posibilidad de manejar casi cualquier corriente por alta que sea. El SCR está constituido básicamente por cuatro capas de material semiconductor P-N-P-N como se ve en la FIGURA 1.1. Como se observa, se disponen de tres contactos exteriores, cátodo (K), compuerta (G) y ánodo (A). El cebado se realiza aplicando tensión entre G y K (corriente de compuerta a cátodo). Los cristales del cátodo y compuerta forman un diodo rectificador con un único sentido de paso.

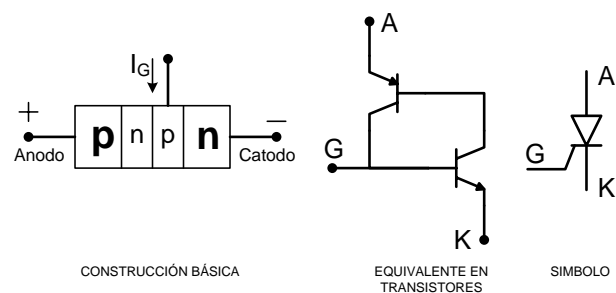


FIGURA 1.1.- REPRESENTACIONES DEL TIRISTOR (SCR)

1.1.2. CURVA CARACTERÍSTICA DE UN SCR

En la FIGURA 1.2 se muestra una curva típica de SCR. El SCR se enciende abruptamente cuando la polarización aplicada alcanza cierto valor denominado Voltaje de ruptura directo (V_{BO}). El tercer cuadrante tiene similitud con la característica para un diodo. Cuando la corriente directa descende por debajo de la Corriente de sostenimiento (I_H), el diodo principal se abre debido a que las corrientes internas se agotan. En el momento de encendido del SCR su corriente directa debe ser tal

que sea superior a la denominada Corriente de retención, esto es, si la carga es demasiado grande para las especificaciones del tiristor, puede ocurrir que nunca entre en conducción.

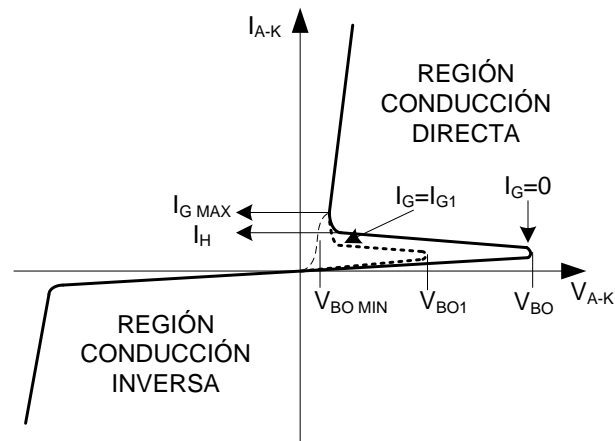


FIGURA 1.2.- CURVA CARACTERÍSTICA DE UN TIRISTOR (SCR). A MEDIDA QUE I_G AUMENTA, TANTO I_H COMO V_{BO} DISMINUYEN

Existen además otras especificaciones técnicas como la Curva de compuerta que presenta la relación $I_{DIRECTA}$ APLICADA A COMPUERTA VS $V_{DIRECTO}$ APLICADO A COMPUERTA y ayuda a ubicar la zona de disparo o cebado seguro. Es importante también conocer parámetros conocidos como Valores límites de voltaje, corriente y temperatura que deben tenerse en cuenta para el cálculo y diseño de circuitos con SCR. La TABLA 1.1 muestra el significado de los subíndices utilizados en estos parámetros. La TABLA 1.2 muestra algunos de los parámetros más importantes.

TABLA I.- SIGNIFICADO DE LETRAS SUBÍNDICES

PRIMER SUBÍNDICE.- Indica si el valor límite es directo o inverso, en conducción o reposo.	D	estado de reposo (sin conducción)
	F	Directo (tensión aplicada en sentido de conducción. Sólo valores de compuerta)
	R	Inverso (tensión aplicada en sentido de bloqueo)
	T	Estado de funcionamiento (en conducción)
SEGUNDO SUBÍNDICE.- Indica si el límite es un valor de trabajo, repetitivo o no repetitivo (transitorio)	W	Valor de trabajo
	R	Valor repetitivo
	S	Valor no repetitivo (transitorio)
TERCER SUBÍNDICE.-	Generalmente es M, e indica el valor de pico	

TABLA II.- ALGUNOS PARÁMETROS PARA SCR

VALORES LÍMITES DE TENSIÓN	
V_{RRM}	Tensión inversa de pico repetitivo. Es el valor pico de los transitorios de tensión en los cuales el pico dura una pequeña parte del tiempo total (hasta 0.1 ms). Con este valor de pico el tiristor no pasa al estado de conducción, pero el aumento de la corriente de fuga puede ocasionar una disipación de potencia considerable en la unión.
V_{RWM}	Tensión inversa de pico de trabajo. Corresponde al valor negativo de pico de la tensión de alimentación sinusoidal.
V_{DRM}	Tensión de pico repetitivo en sentido directo, estando el tiristor bloqueado.
V_T	Tensión de funcionamiento. Es la caída de tensión directa del tiristor a una corriente y una temperatura de unión determinadas.
dv/dt	Velocidad máxima de subida de la tensión A-K que no dispara el tiristor.
VALORES LÍMITES DE CORRIENTE	
$I_{T(AV)}$	Corriente media de trabajo. Corresponde al valor máximo de corriente media que puede pasar a través del tiristor. Este valor medio depende sobre todo del tipo de radiador utilizado.
$I_{T(RMS)}$	Corriente eficaz de trabajo. Este parámetro es muy importante cuando los ángulos de conducción son pequeños, ya que la corriente eficaz puede ser un valor límite antes que la corriente media.
I_{TRMS}	Pico de corriente de trabajo repetitivo. Corresponde a la corriente de pico que puede circular en cada ciclo de la corriente alterna.
I_{TSMS}	Pico de corriente de trabajo no repetitivo. Es el valor de pico de la corriente que pueda circular en cada semiperíodo. Este valor límite se emplea para la elección del fusible adecuado.
di/dt	Velocidad máxima de subida de la corriente cuando el tiristor está disparado, que no causará una desigual distribución, con el resultado de puntos calientes en las uniones del tiristor.
El SCR posee también un límite superior de temperatura en la unión hasta el cual funciona correctamente.	

1.1.3. MÉTODOS DE CONTROL

El SCR está sometido a tensiones y corrientes peligrosas por lo que es necesario aislar el circuito de disparo. Existen muchas variantes de circuitos, pero la acción de disparo puede clasificarse en Disparo de salvas y Control de fase. El disparo de salvas está configurado para dejar pasar semiciclos positivos completos a conveniencia. El control de fase hace conducir al SCR en todos los semiciclos positivo con la diferencia de que el usuario decide el porcentaje de voltaje que desea dejar pasar a la carga. Para un disparo seguro, es recomendable que el SCR sea cebado con un tren de pulsos. El control de fase es el más utilizado en convertidores estáticos. El SCR deja de conducir por conmutación natural o es forzado a hacerlo agregando circuitería extra a la parte de potencia (auto-conmutación). Por este motivo es que el SCR ha sido desplazado por otros semiconductores totalmente controlables en aplicaciones de baja y mediana potencia.

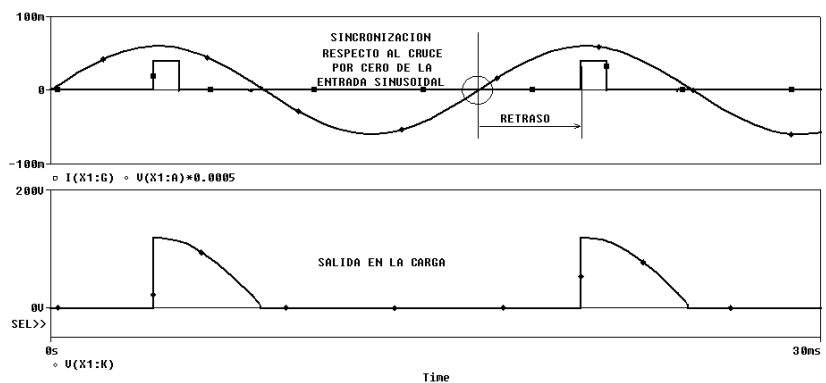


FIGURA 1.3- CONTROL DE FASE PARA TIRISTOR (SCR)

1.2. PRINCIPIOS DE SISTEMAS DE CONTROL

RETROALIMENTADOS

Un circuito de control es diseñado de manera flexible para permitirle al usuario tener varias opciones de lazos de control. Los convertidores en general pueden operar en *lazo cerrado* o en *lazo abierto*, esto es, con o sin retroalimentación de la variable controlada de salida. Cuando el convertidor es usado con un lazo cerrado de control el usuario tiene la opción de controlar el *voltaje de carga*, la *corriente de carga* o la *velocidad del motor*.

1.2.1. SISTEMAS DE REGULACIÓN EN LAZO ABIERTO Y CERRADO

Se entiende que un sistema de regulación está en lazo abierto cuando no se actúa sobre el sistema en función del valor de salida obtenido, es decir, no hay correcciones frente a perturbaciones ($y = Gx$).

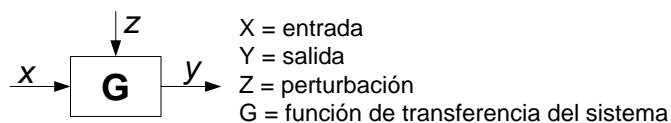


FIGURA 1.4- CONTROL EN LAZO ABIERTO

Un sistema de regulación está en lazo cerrado cuando se actúa sobre el sistema en función del valor de salida obtenido, de forma que éste tienda a mantenerse fijo independiente de las perturbaciones. En estas

condiciones se dice que el sistema está realimentado, y la función de

transferencia del conjunto es tal que $\frac{y}{x} = \frac{G}{1 + GH}$.

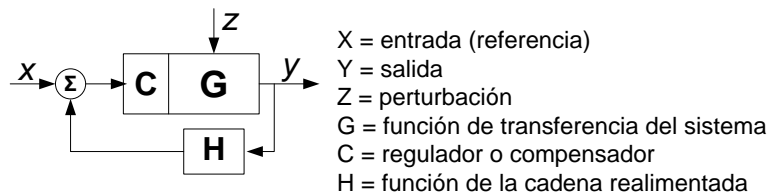


FIGURA 1.5- CONTROL EN LAZO CERRADO

1.2.2. RESPUESTA DE UN CIRCUITO DE REGULACIÓN RETROALIMENTADO

El valor de referencia y la imagen del valor real (salida realimentada) siempre tienen signo opuesto. La regulación actúa mientras la referencia no sea igual a la salida y deja de actuar cuando la salida alcanza el valor deseado. La diferencia entre la referencia y la salida (error) es inyectado en el regulador que tratará de arreglar la entrada al sistema controlado alterando la salida hasta que el error sea nulo. El sistema de regulación actuará siempre que varíe el valor de referencia o el valor de salida. Al variar la referencia debe producirse la correspondiente variación en la salida. De otra forma la salida debe mantenerse independientemente de las perturbaciones externas.

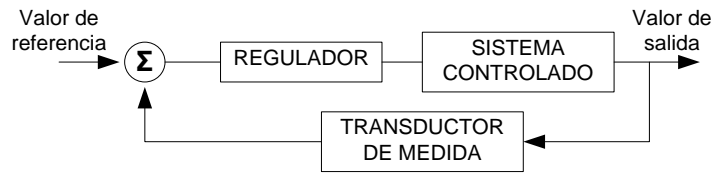


FIGURA 1.6- SISTEMA DE REGULACIÓN RETROALIMENTADO

Para lograr las correcciones deseadas y aminorar el tiempo que le toma a la salida corregirse se deben equilibrar 2 factores antagónicos: estabilidad y rapidez de respuesta. El regulador deberá ser ajustado hasta conseguir este equilibrio de una manera óptima y precisa. Las posibles respuestas ante un escalón en la consigna de entrada son: respuesta inestable, estable sub-amortiguada, estable críticamente amortiguada (óptima) y estable sobre-amortiguada. Estas respuestas se muestran en la FIGURA 1.7

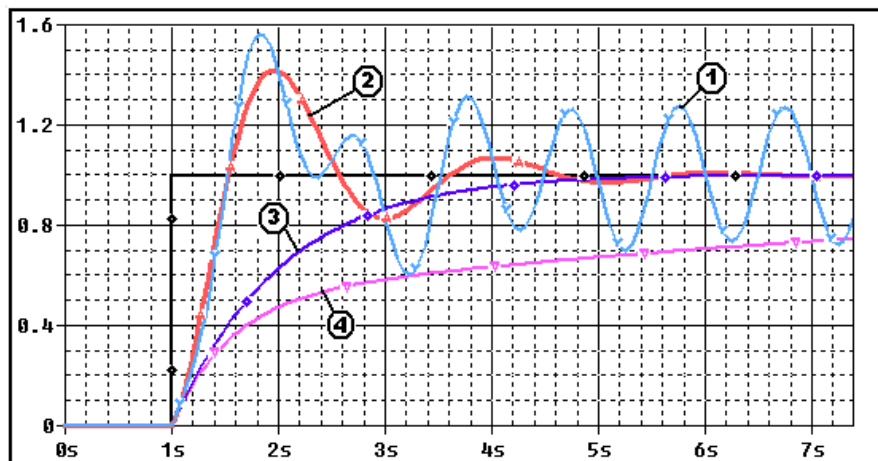


FIGURA 1.7- RESPUESTAS DEL CONTROL EN LAZO CERRADO ANTE UNA ENTRADA ESCALÓN

1.2.3. SELECCIÓN DEL REGULADOR PARA EL CONTROL A LAZO CERRADO DEL EQUIPO.

Los reguladores por lo general tienen elementos integradores o *atrasadores* que suavizan el proceso de restauración de la salida cuando el sistema ha sido perturbado. Dependiendo de las características temporales del tipo de regulador la restauración de la salida será más rápida o lenta. En la FIGURA 1.8 podemos distinguir cinco diferentes tipos de regulador. El más usado en la práctica es el regulador PI, que posee una parte *proporcional* y otra *integral* para darle suavidad apropiada a la respuesta frente a perturbaciones y obtener el menor error de estado estable en la salida.

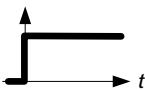
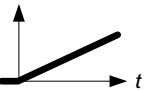

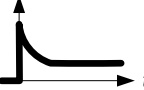

Respuesta a una entrada escalón					
Tipo de controlador	P	I	PI	PD	PID
	P = Proporcional		I = Integral	D = Diferencial	

FIGURA 1.8.- DIVERSAS CARACTERÍSTICAS DE REGULACIÓN

Podemos apreciar en la FIGURA 1.9 que un sistema de *control o regulación* consta de tres partes básicas: el selector de referencia, el transductor de medición y el controlador o regulador. El selector de referencia es usado para fijar el valor deseado en la salida, sea en control a lazo abierto o cerrado. La salida del selector de referencia se convierte

en una entrada referencial para el comparador. El transductor es usado para medir la variable controlada y realimentarla hacia el comparador. En muchos casos el transductor consiste en un sensor que mide el valor físico de la variable que deseamos controlar y un amplificador que transforma la señal de los sensores en señales adecuadas para realizar el control de regulación. Un ejemplo de transductor para control de velocidad es el tacómetro y su amplificador se realiza con algo electrónica básica.

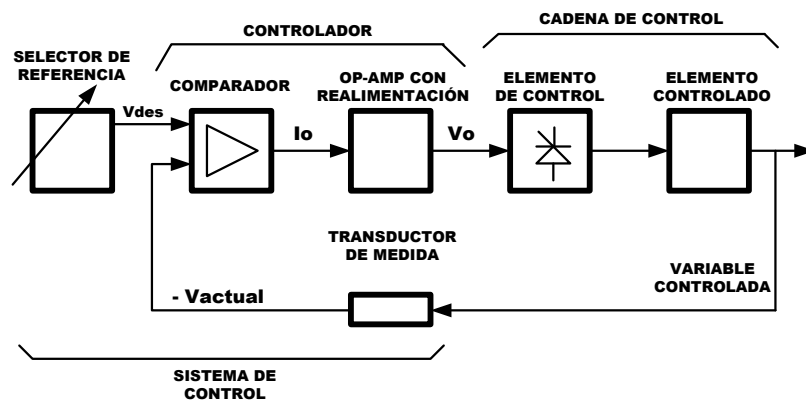


FIGURA 1.9.- COMPONENTES DE UN SISTEMA DE REGULACIÓN

Los controladores en el equipo MAWDLEYS están formados al menos por dos elementos importantes (ver FIGURA 1.10): un comparador que obtiene el error y un amplificador operacional con realimentación negativa. De este último se genera la señal actuante que va directo al sistema. En el equipo MAWDLEYS, el controlador modifica el atraso en el ángulo de disparo de los SCR.

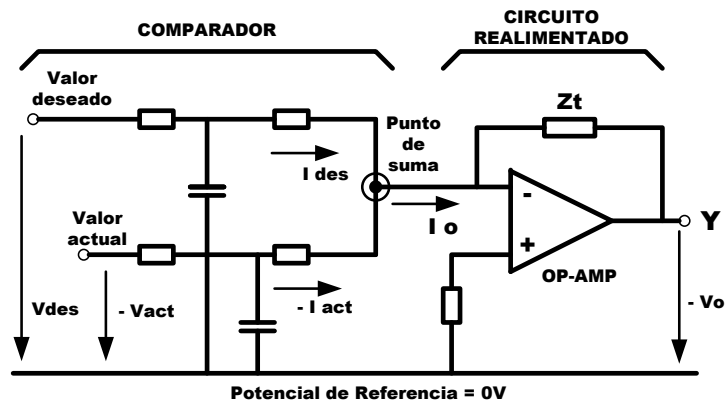


FIGURA 1.10.- ELEMENTOS DEL CONTROLADOR

El uso del amplificador operacional provee una alta impedancia de entrada, que sirve para acoplar las señales de voltajes provenientes de los transductores; y además, de una baja impedancia de salida, que permite tener una buena señal de control. Un controlador como el descrito también limita el voltaje de su señal actuante, sea por saturación o añadiendo limitadores a la salida del amplificador operacional como diodos zener. De esta manera los límites son ajustados según las especificaciones correspondientes. Existen varias configuraciones para el comparador y la realimentación negativa del amplificador operacional, algunas son ilustradas en la FIGURA 1.11. Sin embargo, solo utilizaremos las concernientes a un controlador proporcional-integral (controlador PI). Este controlador brinda dos características importantes: un error de

estado estacionario igual a cero dado por la parte integral y tiempo de respuesta rápido dado por la parte proporcional.

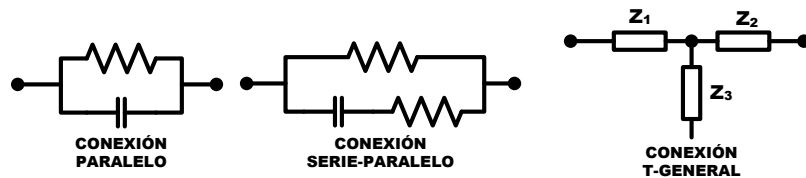


FIGURA 1.11.- CONFIGURACIONES DE REALIMENTACION

1.2.4. EL CONTROLADOR PROPORCIONAL – INTEGRAL

En la FIGURA 1.12 se ilustra el modelo del controlador PI.

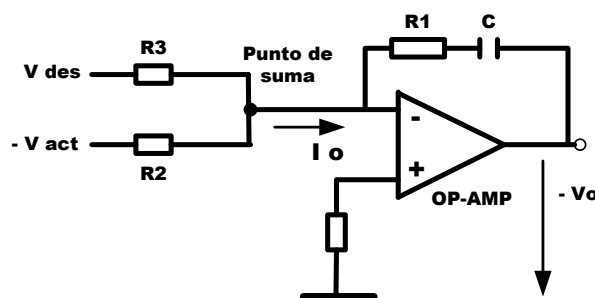


FIGURA 1.12.- CONTROLADOR PI CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Las características de un controlador PI son las mismas que las de un controlador P e I independientes pero mejoradas dada su unión. El parámetro característico del control P es el factor de ganancia proporcional K_p , el cual permite una respuesta rápida. El parámetro característico del control I es el tiempo de integración T_i , el cual suaviza la señal actuante del controlador. Con un T_i pequeño tendremos una respuesta lenta. Aparte de los parámetros descritos, se puede definir

un *factor de retraso*. El comportamiento de la señal actuante se basa en la carga y descarga del condensador de la realimentación RC del amplificador operacional. La parte resistiva (P) del controlador sólo representa una *compensación de retraso* para el tiempo de carga y descarga del condensador. En teoría, este factor de retraso puede ser tan largo como se deseara. Si este controlador opera sobre un sistema de primer orden, como el caso de un motor DC que retrasa considerablemente la acción de control debido a su constante mecánica de tiempo, podemos hacer que la *compensación de retraso P* sea tan grande como el retraso innato de este sistema. Mediante un ajuste adecuado a este parámetro podemos apresurar o retrasar aún más la señal actuante. La compensación del tiempo de retraso total del sistema controlado va a depender del ajuste de las dos características PI, esto es, tendremos que ajustar los parámetros K_p y T_I . El producto de estas dos características se lo conoce como Tiempo de Acción Integral $T_n = K_p \cdot T_I$. Para compensar el tiempo de retraso innato del sistema de primer orden (motor DC), el tiempo de acción integral T_n debería ser igual a ese retraso innato. En el caso de motores DC el tiempo de retraso del sistema viene dado por la constante de tiempo mecánica del motor T_m , que es el tiempo necesario para realizar un cambio en su estado mecánico. Entonces, si se desea compensar ese retraso, debe considerarse $T_n = T_m$. Esta forma de fijar el tiempo de retraso del

controlador se lo conoce como el Método de Compensación, muy usado en los sistemas de control. Para establecer los valores de K_p y T_I se utiliza la ecuación diferencial que describe su funcionamiento

$$V_o(t) = -\frac{R_1}{R_2}V(t) - \frac{1}{R_2 C} \int_0^t V(t)dt .$$

Llevando la ecuación anterior al dominio de la frecuencia, queda:

$$V_o(s) = -\frac{R_1}{R_2}V(s) - \frac{1}{(R_2 C) s}V(s) = -\left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{(R_2 C) s}\right)V(s)$$

Y la función de transferencia del controlador sería

$$F(s) = \left| \frac{V_o(s)}{V(s)} \right| = \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{(R_2 C) s} = K_p + \frac{1}{sT_I}$$

Donde $K_p =$ Ganancia proporcional del controlador y $T_I =$ ganancia

de tiempo integral, $K_p = \frac{R_1}{R_2}; T_I = R_2 C$. La función de transferencia

del controlador también puede ser escrita de la siguiente forma

$$F(s) = \frac{R_1}{R_2} \frac{1 + sR_1 C}{sR_1 C} = K_p \frac{1 + sT_n}{sT_n}, \quad \text{donde} \quad T_n = R_1 C = K_p T_I$$

representa el tiempo de acción integral.

1.2.5. APLICACIÓN DEL CONTROLADOR PI A UN SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD CON LAZO INTERNO DE CORRIENTE

En la FIGURA 1.13 podemos apreciar el lazo de control para un sistema de control de velocidad.

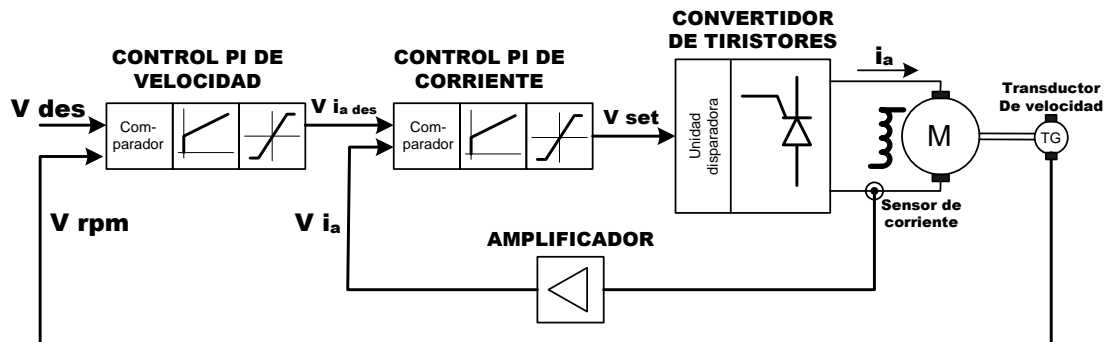


FIGURA 1.13.- CONTROLADOR PI DE VELOCIDAD

Este control tiene como propósito fijar la velocidad del motor aún si su carga se incrementa o disminuye. El comparador del control PI de velocidad recibe la referencia de velocidad y la señal de velocidad actual, tomada por medio de un tacogenerador. Si las dos señales fueran exactamente iguales la señal actuante se mantendría, el control no aceleraría ni frenaría el motor DC lo que daría como resultado un torque desarrollado constante. Puesto que se asume que el flujo de excitación del motor se mantiene constante, la salida del controlador de velocidad no actuará directamente en el control del torque del motor, sino que servirá de referencia para el lazo interno de control de corriente. Cualquier cambio en el torque de carga o en la referencia, por pequeño que sea, producirá un error diferente de 0. Esto inmediatamente genera una rápida y efectiva respuesta, la cual causa que el controlador del lazo

interno de corriente actúe con un cambio en el disparo de los tiristores y con esto produce un cambio efectivo en el voltaje de armadura. A medida que el proceso de control continúa la componente integral del controlador de velocidad se asegura que el error sea reducido a cero al llegar a un estado estable. La interacción entre los controladores de velocidad y de corriente de armadura debe llevarse de manera efectiva. El lazo interno de control de corriente debe fijarse con un tiempo de respuesta de 5 a 8 veces más rápido que el lazo externo de control de velocidad. Con un buen diseño del sistema de control se esperaría que cualquier cambio en la referencia nos fije un nuevo valor de velocidad en un tiempo menor de 200 *ms*.

El conocimiento sobre motores DC establece que el motor tiene la posibilidad de soportar corrientes de sobrecarga por periodos cortos de tiempo, mientras se esté corrigiendo algún cambio en el proceso de control. Los motores ordinarios pueden soportar sobrecargas de hasta 1.5 veces el valor de su corriente nominal, pero los motores de construcción completamente laminada, diseñados específicamente para sistemas de control, pueden soportar hasta 4 veces el valor de su corriente nominal. Por este motivo es importante incluir elementos limitadores en el sistema de control para mantener la salida del controlador de velocidad en un margen seguro. Esta consideración es

importante ya que permite que el motor no soporte valores de corriente por encima del máximo permitido.

1.3. APLICACIONES DE CONVERTIDORES

ESTÁTICOS

Los convertidores estáticos son utilizados en muchas y diversas aplicaciones que van desde industrias mineras, textiles, plásticos hasta industrias siderúrgicas, metales pesados laminación y aplicaciones navales. Para grandes potencias la tecnología ha desarrollado esquemas más eficientes basados en el uso de semiconductores de potencia mejorados y complejas técnicas de manejo. Los fundamentos básicos han sido aprovechados en circuitos controladores de factor de potencia, como los filtros activos. La operación en cuatro cuadrantes es casi exigida por muchos accionamientos industriales. Los sistemas de potencia también aprovechan los convertidores estáticos, por ejemplo, para transmisión de potencia DC de alto voltaje (HVDC).

El rectificador monofásico de onda completa no controlado es muy utilizado en circuitos de fuente de alimentación tanto lineal como conmutada. El UPS hace uso de un inversor y controlador AC/AC adicionales.

Los balastos de alta frecuencia trocean un voltaje DC rectificado. Las cocinas de inducción utilizan el mismo principio de troceo DC.

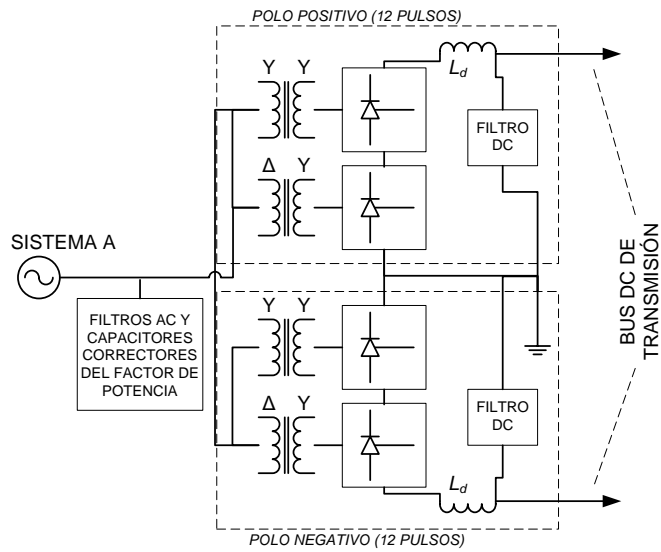


FIGURA 1.14.- TRANSMISIÓN HVDC

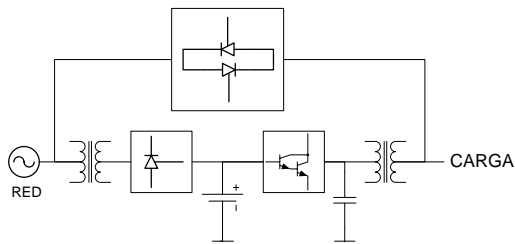


FIGURA 1.15.- FUENTE ININTERRUMPIDA DE POTENCIA (UPS)

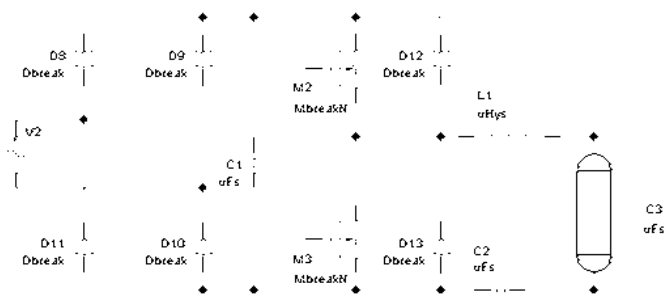


FIGURA 1.16.- BALASTROS DE ALTA FRECUENCIA

Los rectificadores trifásicos con operación en cuatro cuadrantes (duales) son los más utilizados en el accionamiento de motores DC. El control de flujo de potencia

se hace a través de los terminales de armadura. Estos rectificadores requieren de un control más complejo y del uso de reactores de interfase que trabajan en saturación u operación alternante. La condición de corriente continua bien alisada es importante si se quiere el máximo rendimiento y baja emisión de interferencia junto con adecuado factor de potencia.

La configuración trifásica puede también ser utilizada en inversores de corriente con ayuda de un inductor. Esta corriente es invertida para poder accionar un motor de corriente alterna.

En aplicaciones industriales se utiliza el calentamiento por inducción como en la fusión de materiales, forjado de piezas mecánicas y soldadura de tubo. Las configuraciones utilizadas pueden ser inversor resonante serie (de voltaje) e inversor resonante paralelo (de corriente).

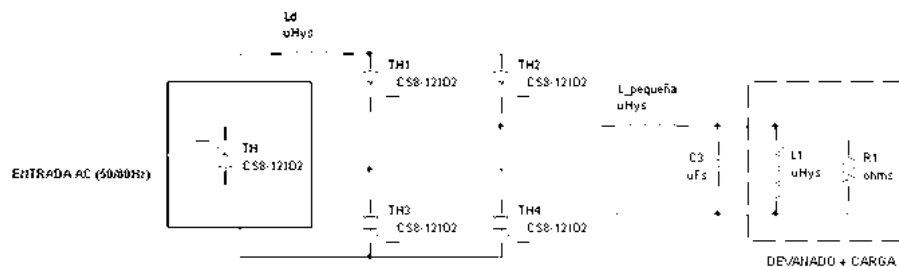


FIGURA 1.17.- CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN (SOLDADURA)

A medida que la tecnología avanza en el desarrollo de controles más sofisticados que cubran especificaciones cada vez más exigentes como menor consumo de energía, menor distorsión armónica, mejor factor de potencia, elementos livianos, etc., aparecen nuevas investigaciones tanto en las mejoras a los semiconductores

de potencia, como en el incremento de la complejidad del uso de diversas configuraciones integradas para solventar las deficiencias individuales y cumplir las normativas exigidas. En el tema de rectificadores la tecnología ha reemplazado los SCR por otros semiconductores totalmente controlables (manejo de encendido y apagado) en las aplicaciones de potencias bajas y medias. Los rectificadores AC/DC están siendo controlados ya por control vectorial, técnica que puede asociarse a los variadores de velocidad para motores AC. Un término familiar ya en el mercado es el rectificador de frente activo (*Active Front-End Rectifier*) el cual utiliza algoritmos complejos de modulación en la activación de las secciones veloces de repartición de potencia. El desplazamiento del motor DC frente a los motores trifásicos y otros motores DC sin escobillas y servomotores ha desplazado casi proporcionalmente la importancia de los rectificadores AC/DC como tales. Sin embargo, maquinarias como extrusoras de plástico en muchas industrias de la región ecuatoriana aún poseen sistemas basados en motores DC. Finalmente, las aplicaciones antes mencionadas encontrarán siempre lugar formando conjuntos de configuraciones que ofrecen mayor rendimiento, menor consumo de potencia reactiva y mejor aprovechamiento de las instalaciones industriales.

DESCRIPCIÓN GENERAL DEL EQUIPO

EDUCACIONAL DE TIRISTORES MAWDLEYS

El equipo MAWDLEYS está formado por diversas unidades electrónicas y eléctricas que operan en conjunto para el estudio de convertidores estáticos. Sus características de salida son 165 VDC, 9 ADC (1.5 KVA) en todas las configuraciones. Para cargas resistivas puras, el mínimo valor es aquel al cual se obtenga 7 ADC en conducción continua (por ejemplo, 30 ohmios). El panel frontal superior pone a disposición del usuario seis líneas alternas, un neutro, seis diodos, seis tiristores, lógica de pulsos de disparo y control realimentado, conexiones de salida a la carga, una bobina de choque, voltaje de campo para motores DC y entrada de taco-generador. La independiente sección de monitoreo en la esquina inferior izquierda puede monitorear hasta dos señales cualesquiera de voltaje.

El panel de conexiones inferior permite el acceso a los secundarios de los transformadores PTREC.40 trifásico, PTREC.38 monofásico, un reactor de interfase y seis líneas alternas con neutro. Estas líneas son las mismas que las del panel superior, su conexión es interna. Una luz de neón indica el encendido del equipo.

2.1. FUNCIONAMIENTO GENERAL

El equipo genera seis pulsos de disparo desfasados 60° entre ellos y pueden ser aplicados a las compuertas de los SCR. Estos pulsos están en formación circular en el panel superior en bornes con nomenclatura **P1** a **P6**; **P6** está atrasado 60° con respecto a **P1** y **P5** está adelantado 60° con respecto a **P1**; el pulso de **P4** está diametralmente opuesto a **P1** (desfase de 180°). Los pulsos de disparo deben llegar mediante conexión a los bornes habilitadores de compuerta con nomenclatura **G1** a **G6**. Cada habilitador tiene dos entradas. **G1** es el habilitador de pulsos del tiristor **TH1**, **G2** corresponde a **TH2**, y así sucesivamente. Realizando todas las conexiones necesarias y ajustando el potenciómetro de control **REFERENCE**, el ángulo de disparo puede variarse desde 0° a 180° máximo en cualquier tipo de convertidor.

Las configuraciones aprobadas para su puesta en práctica en el equipo se muestran en la TABLA III.

TABLA III.- CONFIGURACIONES REALIZABLES EN EL MAWDLEYS

CONFIGURACIONES REALIZABLES EN EL MAWDLEYS	
RECTIFICADORES NO CONTROLADOS	Monofásico de media onda
	Monofásico de onda completa
	Trifásico de media onda
	Trifásico de onda completa
RECTIFICADORES CONTROLADOS Estas configuraciones pueden incluir o no diodo de paso libre. Se recomienda que el motor DC sea utilizado en las configuraciones trifásicas.	Monofásico de media onda
	Monofásico de onda completa semicontrolado
	Monofásico de onda completa totalmente controlado
	Bifásico de onda completa totalmente controlado
	Trifásico de media onda
	Trifásico de onda completa semicontrolado
	Trifásico de onda completa totalmente controlado
	Trifásico de media onda de 6 pulsos con reactor de interfase (conexión doble estrella interconectada)
	Trifásico de seis pulsos diametral
OTROS TIPOS DE CONVERTIDORES *Los dos últimos ítems no requieren del uso de los bornes de carga ubicados al lado derecho en el panel frontal superior.	Rectificador monofásico de onda completa con un SCR
	Convertidor AC/AC trifásico*
	Arrancador manual de motores de inducción jaula de ardilla 120V, 1.1 KW*

Todas las configuraciones requieren que el usuario realice todas las conexiones necesarias y pertinentes. Los circuitos de control realimentado han sido diseñados de manera flexible para permitir al usuario seleccionar entre varias opciones. Se permite operación en lazo cerrado o abierto, esto es, con o sin realimentación de la señal controlada. En operación a lazo cerrado, el usuario puede escoger entre controlar voltaje o corriente de carga, y velocidad (motor).

2.1.1. CONTROL A LAZO ABIERTO

No se realiza ninguna realimentación. El ángulo de disparo no se corrige aún con perturbaciones externas. Este control ayuda a demostrar los principios del control a lazo cerrado, por ejemplo, en la regulación natural de velocidad de un motor DC. Haciendo girar el potenciómetro en el sentido de las manecillas del reloj desde su posición más inferior, el ángulo de disparo variará de 0° a 180° . El control a lazo abierto se consigue con el siguiente procedimiento.

1. Conectar **T1** a **T9**
2. La posición del interruptor de polaridad de **REFERENCE** a positivo (+).

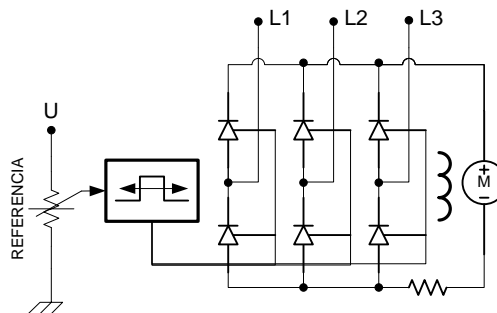


FIGURA 2.1.- CONTROL A LAZO ABIERTO

2.1.2. CONTROL DE CORRIENTE DE CARGA

El valor de **REFERENCE** es la entrada de referencia del controlador **AMP2**. La salida de este controlador corrige el ángulo de disparo, atrasándolo o viceversa, dependiendo de la corriente deseada. Girando

el potenciómetro **REFERENCE** en el sentido de las manecillas del reloj

incrementará la demanda de corriente. Su procedimiento es:

1. Conectar **T1** a **T7**
2. Conectar **T8** a **T9**
3. La posición del interruptor de polaridad de **REFERENCE** a negativo (-)

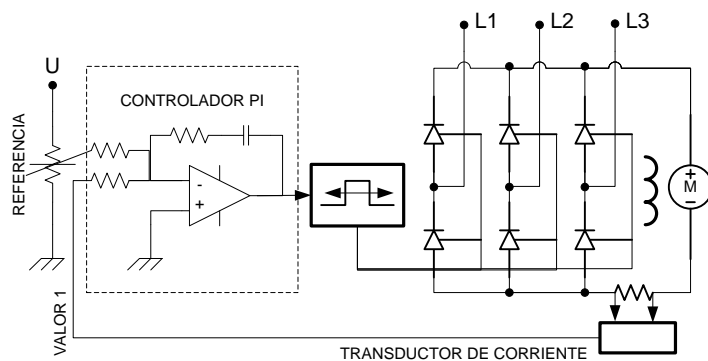


FIGURA 2.2.- CONTROL DE CORRIENTE DE CARGA

2.1.3. CONTROL DE VOLTAJE DE ARMADURA

El control de voltaje de armadura será utilizado siempre en cascada con el control de corriente, nunca independientemente. De igual manera al control de corriente, el controlador corrige el ángulo de disparo manteniendo constante el voltaje de salida de acuerdo a la referencia.

Girando el potenciómetro en sentido de las manecillas del reloj se incrementa la demanda de voltaje. El lazo de control de voltaje de carga es el principal o externo y el lazo de control de corriente es interno. El lazo interno incorpora un límite en la corriente de carga para invalidar el lazo de voltaje en casos donde la carga es muy grande. Si la corriente

de carga trata de incrementarse sobre el máximo, la salida del controlador de corriente **AMP2** caerá causando que el voltaje de salida se ubique en un valor tal que la demanda de corriente esté justo al máximo. El límite de corriente está fijado en 10.5 A aproximadamente y no puede ser ajustado por el usuario. El procedimiento es el siguiente:

1. Conectar **T1** a **T2**
2. Conectar **T3** a **T5**
3. Conectar **T6** a **T7**
4. Conectar **T8** a **T9**
5. La posición del interruptor de polaridad de **REFERENCIA** a positivo (+)

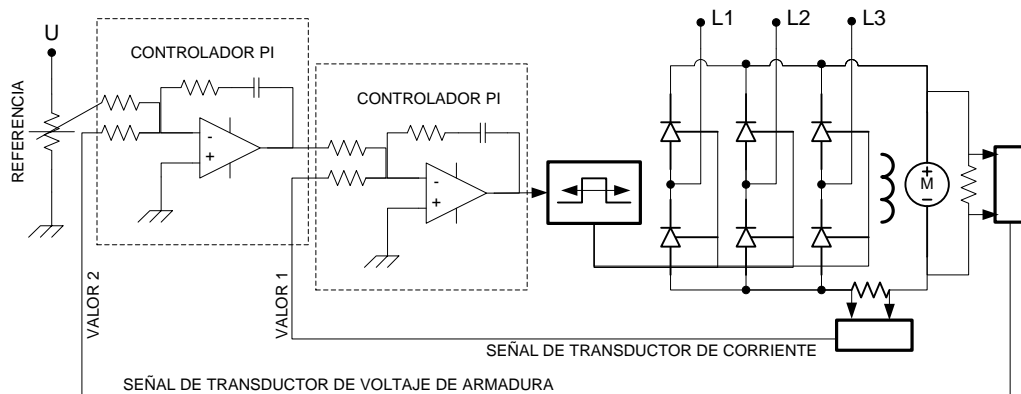


FIGURA 2.3.- CONTROL DE VOLTAJE DE ARMADURA

2.1.4. CONTROL DE VELOCIDAD

El control de velocidad deberá utilizarse con el control de corriente de carga, nunca independientemente. La señal del controlador corrige el ángulo de disparo manteniendo la velocidad en el porcentaje fijado por

el potenciómetro de control. Girando este potenciómetro en sentido de las manecillas del reloj se incrementa la demanda de velocidad del motor. En el control de velocidad, el lazo interno de control de corriente juega un papel importante en toda la estabilidad del sistema. Sin este control habría una gran ganancia entre el error de velocidad y la corriente de carga cuando ésta cambie de discontinua a continua (a cualquier velocidad). Esto produciría inestabilidad cuando la corriente fuese continua o pobre regulación cuando la corriente fuese discontinua. En convertidores de dos y tres pulsos este efecto se acentuaría en comparación a los de seis pulsos, ya que la región de discontinuidad de corriente se incrementa considerablemente. Para solucionar este problema se inserta el control de corriente de manera que la ganancia entre el error de velocidad y la corriente de carga sea lineal, asegurando regulación de velocidad independiente de la carga.

En lazo interno proporciona un límite en la corriente que invalida el lazo de velocidad en casos donde la carga es muy grande. Si la corriente de carga trata de incrementarse sobre el máximo, la salida de su controlador **AMP2** caerá causando que el voltaje de salida se ubique en un valor tal que su corriente sea máxima. Siga los pasos:

1. Conectar **T1** a **T2**
2. Conectar **T4** a **T5**
3. Conectar **T6** a **T7**

4. Conectar **T8** a **T9**
5. Conectar los terminales del taco-generador al los bornes **TACHO**.
6. La posición del interruptor de polaridad de **REFERENCE** a positivo (+)

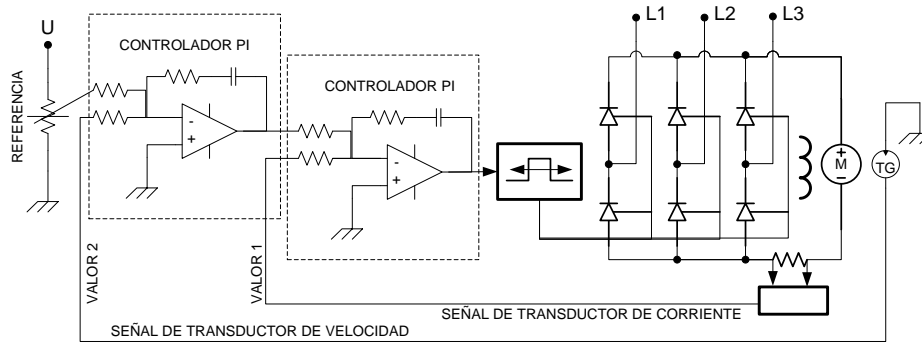


FIGURA 2.4.- CONTROL DE VELOCIDAD CON TACOGENERADOR

2.1.5. SECCIÓN DE MONITOREO

Los bornes anaranjados del panel superior son exclusivamente de monitoreo y no deben usarse para otro propósito. Esta sección permite observar dos voltajes cualesquiera simultáneamente, p ej., voltajes a través de los SCR o pulsos de disparo. El voltaje y corriente de carga pueden observarse utilizando los bornes **V.D.C**, **I.D.C** y **COM.D.C** (azul) como punto común. Los pulsos de disparo y los controladores tienen su propio común **CONTROL COMMON** (azul).

NOTAS IMPORTANTES:

1. No deben conectarse bornes azules (puntos comunes) si gráficamente no lo están (diferente potencial). Por ejemplo, **COM.D.C** NO está al mismo potencial del **CONTROL COMMON** por lo que NO deben ser interconectados.

2. Si se utiliza un osciloscopio multi-canal no será posible comparar las señales deseadas debido a que se dispone de SÓLO UNA REFERENCIA COMÚN. Por esta razón debe utilizarse el circuito de monitoreo, que permite observar dos señales juntas.

2.1.6. CONEXIONES DE CARGA

CARGAS RESISTIVAS.- Al utilizar carga resistiva pura, debe cuidarse de no superar 7 ADC en corriente, esto es $R > 30\Omega$ siempre.

CARGAS COMPUESTAS.- Estas son las cargas RL (resistivo – inductiva). Puede utilizarse el reactor de interfase como inductancia de 360mH. Mientras la relación L/R sea mayor, la corriente será más alisada y se conseguirá conducción continua.

MOTOR.- Cuando se utilice un motor DC como carga, es importante asegurar que el circuito de campo esté estabilizado antes de aplicar voltaje de armadura. Es difícil mantener corriente continua cuando la velocidad del motor es alta y el torque es bajo.

GENERADOR.- Cuando se utilice un rectificador como inversor, una de las máquinas DC está operando como generador mientras que la otra es el impulsor (motor). Es importante conectar el generador DC a los terminales de salida con la polaridad mostrada en la LÁMINA 2.5.

Las secciones que preceden detallarán el funcionamiento de las unidades eléctricas y electrónicas del equipo MAWDLEYS.

2.2. SISTEMA ELÉCTRICO

El sistema eléctrico del equipo educacional convertidor de tiristores MAWDLEYS está conformado por los elementos descritos en la TABLA IV.

TABLA IV.- COMPONENTES DEL SISTEMA ELÉCTRICO

COMPONENTES DEL SISTEMA ELÉCTRICO	
<i>Mediana potencia</i>	Transformador trifásico 12P78-A PTREC.40 con sus respectivos fusibles para cada devanado de los secundarios.
	Transformador monofásico 12P79-A PTREC.38 con sus respectivos fusibles para cada devanado del secundario.
	Fusibles de protección E.257.25 English Electric TYPE NIT, 15 A HRC para primarios de transformadores PTREC.40 y PTREC.38
	Transformador TX1 alimentador para el campo del motor DC
	Unidad supresora de transientes DC 1061.
	Reactor de interfase CHEC.4 de 360mH
	Inductancia de choque CHEC.5 12P82 de 25mH
	Breakers trifásicos de alimentación al panel frontal.
	Breaker monofásico controlable de carga.
	Conjunto motor-generator DC con taco-generator sobre base metálica.
<i>Baja potencia</i>	Transformador monofásico de monitoreo de voltaje WA1085/2 PTREC.10
	Transformador de sincronismo PTREC.37
	Transformador PTREC.90 alimentador de tarjeta DC 1119
	Lámpara de neón indicadora de funcionamiento MAINS ON
	Fusibles de protección de tarjetas electrónicas O.WOERTZ 6 A, 250V
	Fusibles de protección de tarjeta electrónica DC2554, 5 A, 250V
	Transformadores de corriente 15 A – 18.75mA de medición de línea A.

Semiconductores y electrónica de potencia	Juego de seis SCR tipo CS8-12IO2 con sus respectivos disipadores de resistencia térmica 5.5°C/W. Cada SCR posee una red <i>Snubber</i> con R = 22 ohms y C = 0.1 μ F.
	Juego de seis diodos tipo BYX25-1000 (16F120-ND) con respectivos disipadores de resistencia térmica 5.5°C/W.
	Resistencias <i>bulk</i> de 0.1 ohmios, 25W. Una para cada línea alterna y cada semiconductor de potencia del panel superior, y dos resistencias en serie con la carga (antepuesta y pospuesta).

Los elementos de electrónica de potencia se encuentran apropiadamente montados en un tablero detrás de panel superior. La cabina superior cuenta con un indicador de fase correcta para los voltajes alternos del panel. Acceder al mismo requiere abrir la cabina. Los transformadores PTREC.40 y PTREC.38 sirven de alimentadores de potencia; sus primarios están protegidos por fusibles laminados ubicados en la cabina inferior.

El transformador trifásico PTREC.40 tiene su primario conectado en delta, con derivaciones para 145V, 380V o 220V a 60Hz. Se provee de transformadores de corriente en la línea L1 y en los devanados primarios A y C. En adición, un transformador de monitoreo WA1085/2 PTREC.10 permite verificar el voltaje de línea a línea L1 – L2, pudiéndose calcular el factor de aprovechamiento y de potencia en la alimentación primaria. Posee 9 devanados secundarios dispuestos en grupos de a 3. Unos puntos indican la polaridad relativa.

El transformador monofásico PTREC.38 posee derivaciones para 240V, 220V o 127 V a 60Hz. Se alimenta de la bornera principal. Posee dos devanados secundarios que pueden conectarse en paralelo o serie.

Las especificaciones técnicas de estos transformadores se encuentran en el ANEXO B; los diagramas se encuentran en el ANEXO A.

El transformador TX1 alimenta a la tarjeta que rectifica el voltaje de campo para el motor DC. Su primario está conectado sin protección a la bornera principal. Este transformador está ubicado en la cabina superior.

La unidad supresora de transientes DC1061 es un rectificador trifásico no controlado con un circuito tanque *RLC* como carga que almacena la energía pico adicional que entregaría la fuente de alimentación cuando se somete a transientes imprevistos. El circuito tanque está formado por 2 capacitores de $8\mu\text{F}$ y una inductancia en paralelo, en serie con una resistencia. Los capacitores almacenan energía residual mientras que el inductor evita abruptos valores de di/dt que puedan producir daños. La resistencia impide oscilaciones o resonancias indeseables. Esta unidad se ubica en la cabina inferior.

El reactor de interfase CHEC.4 se utiliza como inductancia normal o como interfaz en conexiones doble estrella. El reactor se ubica en la cabina inferior. El inductor de choque CHEC.5 es un inductor de choque normal ubicado en la cabina superior. Las especificaciones de estas bobinas están en el ANEXO B.

El transformador trifásico de sincronismo PTREC.37 está conectado a la bornera principal protegido por fusibles 6 A, 250 V. Su secundario alimenta la tarjeta electrónica DC2554. Finalmente, el transformador PTREC.90 alimenta la tarjeta

DC1119 que controla el nivel de disparo del breaker de carga. Su alimentación es la misma que para PTREC.37 (dos líneas solamente).

2.2.1 CONJUNTO MOTOR-GENERADOR DC

Este conjunto consiste en dos máquinas DC de 1.5 HP, 2500 RPM acopladas sobre una base metálica. Una máquina tiene acoplado un taco-generator cuya razón de conversión es 24V/1000RPM. La finalidad de este conjunto es la investigación de:

- El rendimiento del motor DC alimentado por un convertidor de tiristores, con referencia particular a la conmutación y la elevación de temperatura.
- Formas de onda producidas por un convertidor de tiristores alimentando a un motor DC y viceversa, cuando es usado como *inversor* que sirva de *carga* a un generador DC.

Si se compara el rendimiento de un motor DC alimentado desde una fuente DC pura contra la alimentación desde un convertidor a tiristores se notaría un marcado deterioro en el segundo caso. Para comenzar, la elevación de temperatura en el motor sería mayor debido a que:

- El rizado de la corriente de armadura y el valor RMS de la misma se incrementa, incrementando las pérdidas en el cobre.

- El rizado de la corriente induce corrientes de Eddy en las caras polares incrementando las pérdidas en el hierro de la máquina.

La conmutación del motor se deterioraría debido al rizado de la corriente de armadura y los devanados de interpolo no realizarían su trabajo correctamente. Los devanados de interpolo producen un flujo en la zona de conmutación que genera una FEM en el devanado que está siendo conmutado de magnitud suficiente para neutralizar la FEM generada en el devanado por el flujo cruzado (reacción de armadura), y provee la FEM necesaria para forzar la inversión de la corriente en el devanado. Los devanados de interpolo están conectados en serie con la armadura del motor de manera que el flujo inducido sea proporcional a la corriente a ser conmutada. Sin embargo, si la corriente de armadura contiene alto rizado, la componente AC del flujo de interpolo atrasa la componente AC de la corriente y en varios puntos del ciclo se aleja de la banda física de conmutación, resultando un chisporroteo en el conmutador. Cuando un motor DC se diseña para usarse con convertidores de tiristores, deben tomarse ciertas precauciones en su diseño para solventar los problemas de elevación de temperatura y mejorar la conmutación.

- El motor es construido para trabajar al 87% de su capacidad nominal para compensar el calentamiento adicional.

- Los devanados de interpolo del motor son laminados para reducir las corrientes de Eddy inducidas en los polos. Esto reduce las pérdidas en el hierro así como el atraso entre las componentes AC de la corriente de armadura y del flujo de interpolo.

Finalmente, para un determinado tamaño estándar (*frame size*) y voltaje de operación la inductancia del circuito de armadura del motor DC se reduce mientras la velocidad base se incrementa. La inductancia a una velocidad base de 1200 RPM es considerada como mínima para producir conmutación satisfactoria. Para velocidades base superiores a 1200 RPM se conecta una inductancia de choque en serie la armadura para compensar la baja inductancia propia.

Las especificaciones del conjunto motor-generador DC se encuentran en el ANEXO B.

2.3. SISTEMA ELECTRÓNICO

El sistema electrónico del equipo MAWDLEYS está conformado por los siguientes elementos:

- Tarjeta electrónica controladora de pulsos de disparo DC 2554 ASSY.
- Tarjeta fijadora del límite de disparo del breaker de carga DC 1119 ASSY.

- Tarjeta de monitoreo de señales DC 2637 ASSY.
- Tarjeta de alimentadora de voltajes DC 2641 ASSY, que suministra a la tarjeta DC 2637 ASSY de la sección de monitoreo.
- Tarjeta DC 3322 ASSY alimentadora de voltaje de campo para motor DC.

2.3.1 TARJETA CONTROLADORA DC 2554

El equipo MAWDLEYS posee un control electrónico basado en lógica mixta, es decir, su funcionamiento depende de secciones analógicas y digitales. Su diseño está contenido en una sola tarjeta DC 2554. La configuración de los elementos electrónicos da a simple vista evidencias de contener controladores basados en amplificadores de referencia y error, y tres secciones claramente definidas que producen pulsos de disparo para cada fase. Para explicar su funcionamiento ha sido necesario dividir en *bloques*. A excepción de la fuente de poder, los controladores PI y el oscilador, la lógica que produce los pulsos de disparo es la misma para las tres fases. La tarjeta original cuenta con 35 puntos de prueba (TP1 – TP35), que ayudan a verificar el funcionamiento correcto de la electrónica utilizada.

FUENTE DE PODER

La alimentación de poder se logra rectificando los voltajes del transformador trifásico de sincronismo PTREC 62, cuyo primario recibe

208VAC de la bornera principal y lo reduce a 18 – 0 – 18VAC, dividiendo cada fase con un *tap* central. Los rectificadores son los puentes de diodos MR1, MR2 y MR3 que producen un voltaje dual de ± 25 VDC no regulados (ver ANEXO A). Estos voltajes se regulan con un LM7815 que produce +15V, y *zeners* D22 - D23 se producen -15V. Estos ± 15 V son usados de manera general como fuente de alimentación para toda la tarjeta, a excepción de los amplificadores de pulsos de disparo que utilizan +25VDC no regulados.

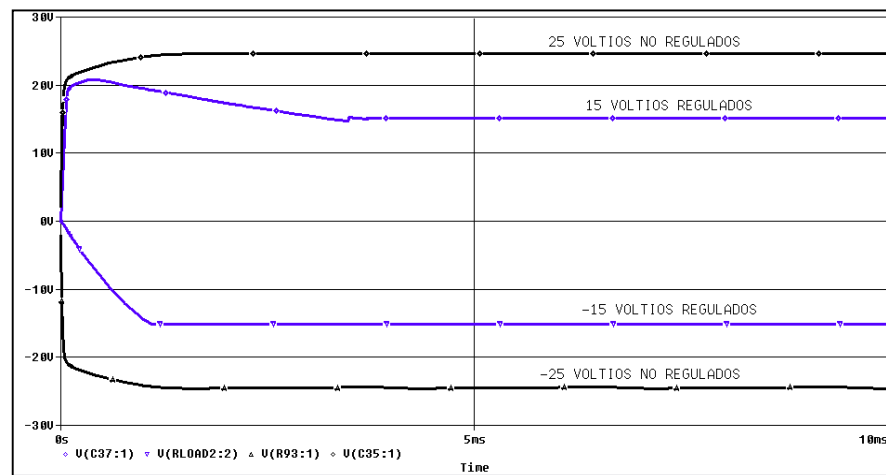


FIGURA 2.5.- VOLTAJES DE FUENTE DE PODER DE TARJETA DC 2554

CIRCUITO SINCRONIZADOR DE PULSOS

La sincronización de los pulsos de disparo se realiza con ayuda del transformador de sincronismo PTREC 62 el cual está en fase los transformadores PTREC 38 y PTREC 40 que alimentan al convertidor. Este circuito consta de una primera parte formada por los transistores VT1 y VT2 polarizados a +15V en configuración de trabajo entre *corte*

y *saturación* (apertura o conducción, ver ANEXO A). Estos transistores están encargados de generar ondas cuadradas. Los voltajes de la fase A de PTREC 62 son filtrados por redes *RC* eliminando posibles interferencias provenientes de la red de alimentación. Como PTREC 62 tiene un *tap* central por fase, se generan dos voltajes alternos desfasados 180° . Luego, VT1 formará una onda cuadrada con el semiciclo negativo de la fase A a 0° , y VT2 realizará lo mismo para el semiciclo negativo de la fase A a 180° . Como se ve en la FIGURA 2.6 para VT1, durante el semiciclo positivo del voltaje alterno se polariza directamente la base del transistor, por lo cual este entra en conducción poniendo el potencial del colector a tierra (*GND*). Durante el semiciclo negativo la base se polariza inversamente y el transistor entra en corte, por lo que el potencial del colector es $+15\text{V}$. El transistor VT2 genera su onda cuadrada de igual forma que VT1, pero desfasada 180° .

Estas ondas cuadradas ingresan a una red *RC* derivativa, la cual genera un impulso a cada flanco de subida y bajada. Un diodo a la salida valida sólo el impulso positivo. Los impulsos positivos provenientes de VT1 y VT2 se acoplan en un mismo punto para formar una sola señal que sincronizará el cruce por cero en cada semiciclo de onda sinusoidal de las tres fases.

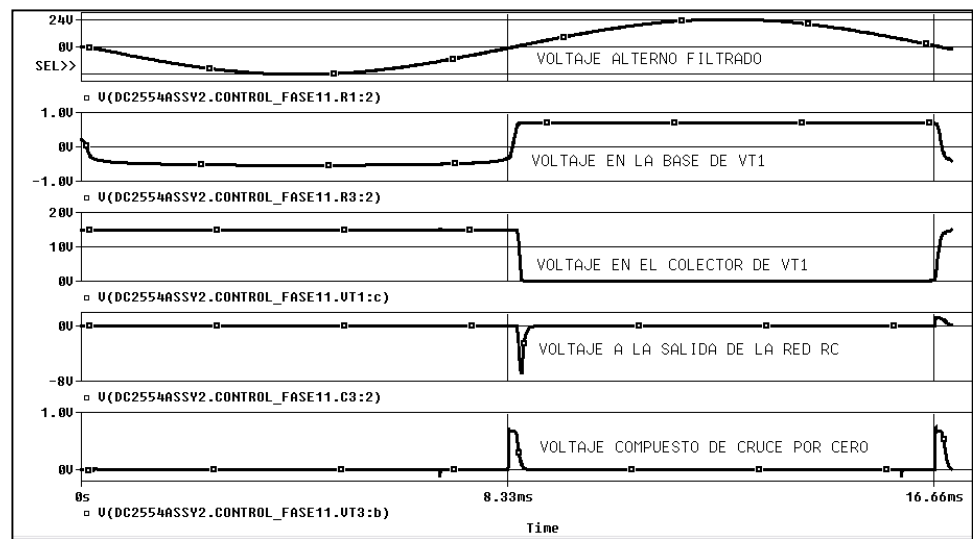


FIGURA 2.6.- FORMAS DE ONDA DEL SINCRONIZADOR DE PULSOS

CIRCUITO VARIADOR DE ÁNGULO DE DISPARO

El diseño de este circuito está basado en la operación de un *transistor programable de unijuntura* (PUT) VT25 el cual genera sus disparos mediante la carga y descarga controlable del capacitor C5. El circuito cuenta con una entrada de voltaje de referencia **T9** que es usado como control del ángulo de disparo del PUT (ver ANEXO A). Si el voltaje de referencia fuese cero, el capacitor tenderá a cargarse a través de *trimmer* RV1 y R17 hasta el máximo de sus posibilidades. Es aquí cuando entra en juego la señal de impulsos de sincronización de cruce por cero. Esta señal se encargará de que VT3 entre en estado de conducción, y el capacitor C5 pueda descargarse a través de él periódicamente. Esto nos asegura que el ángulo máximo de disparo del PUT sea a los $8.33ms$ establecidos por la frecuencia alterna de entrada. El límite de voltaje de

carga de C5 programado para el disparo del PUT viene dado por el divisor R19 y R20.

A medida que el voltaje de referencia va aumentando, el capacitor necesitará menos tiempo para llegar a su límite de carga; esto es, el PUT se podrá disparar y mantener en conducción antes de que la sincronización del cruce por cero lo retorne al estado de corte (abierto).

De esta manera la referencia puede manejar todo el espectro de los 180° disponibles en cada semiperiodo para disparar al PUT. La señal de descarga de C5 ingresa al diferenciador C52 – R21. El impulso provocado por el diferenciador hace que el transistor VT4 deje de conducir por un instante (estado de corte), permitiendo generar un impulso de +15V en su colector. Los pulsos que producidos por VT4 pasan hacia las compuertas lógicas que forman parte del circuito disparador que maneja el cebado de los tiristores.

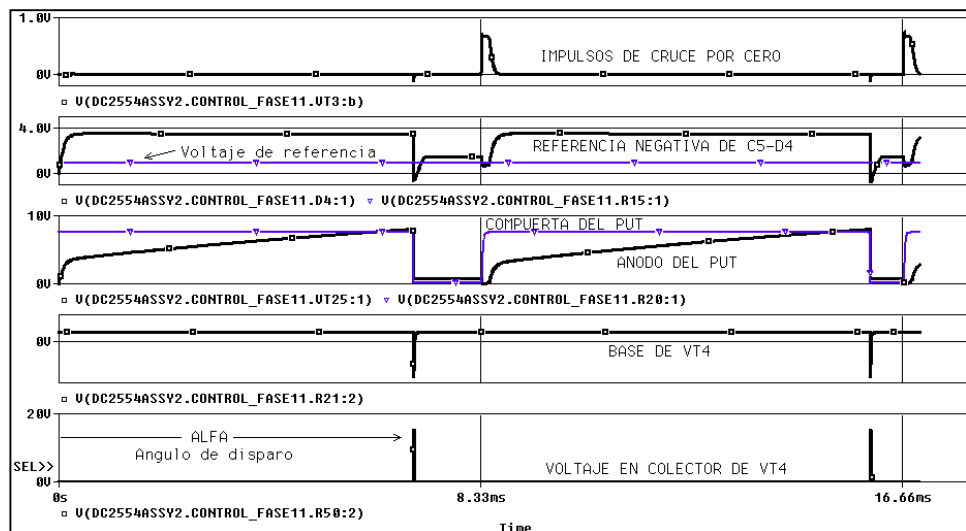


FIGURA 2.7.- FORMAS DE ONDA DEL VARIADOR DE ÁNGULO DE DISPARO

CIRCUITO DISPARADOR

El circuito disparador está conformado por compuertas lógicas NAND de dos entradas, multivibradores monoestables, compuertas lógicas AND de cuatro entradas y circuitería necesaria para utilizar pequeños transformadores aisladores de impulsos.

La señal de pulsos proveniente de VT4 es entrada de las compuertas NAND A y B de IC1 (ver ANEXO A). Las entradas restantes son las ondas cuadradas generadas en el circuito sincronizador de pulsos. Las salidas de estas compuertas son conducidas al panel superior del equipo como bornes bajo la nomenclatura **P1** y **P4**. Las compuertas C y D de IC1 tienen sus entradas a *+pull-up* y provienen de bornes del panel superior bajo la nomenclatura **G1**, con dos entradas y **G4**, también con dos entradas. Estas entradas determinarán la formación de pulsos de disparo para los tiristores, pudiendo tener hasta dos disparos por tiristor. Es necesario entonces que el usuario conecte externamente los pulsos provenientes de **P1** a **P6** hacia las entradas **G1** a **G6**, de manera adecuada dependiendo del tipo de convertidor a realizar. Si no se conecta ninguna entrada, no se formarán pulsos de disparo.

Una vez conectada externamente alguna entrada para cualquier tiristor de la fase A, el pulso en la salida de las compuertas C y D de IC1 es ensanchado aproximadamente *3ms* por medio del multivibrador monoestable IC2, ya que el pulso de IC1 tiene una duración de apenas

30 μ s aproximadamente. La señal ensanchada de 3ms es una entrada de la compuerta AND de IC3, las otras dos están a +pull-up y la restante proviene de un oscilador libre de 10KHz con ciclo de trabajo de 60%. Esto permite que durante 3ms se envíen muchos pulsos de disparo consecutivos que aseguran el encendido eficaz del tiristor. Estos pulsos de cebado son aislados de la sección de fuerza por medio de transformadores de impulsos con relación 2:1. La circuitería necesaria para utilizar los transformadores incluye un amplificador de pulsos formado por VT5 polarizado a +25VDC, una resistencia de limitación de corriente R27 y una configuración *de paso libre* en paralelo con el primario del transformador. El secundario tiene una resistencia R33 en paralelo, la cual estabiliza la corriente de cebado del tiristor. Los terminales del secundario se conectan directamente a la compuerta (terminal positivo) y al cátodo (terminal negativo) del tiristor.

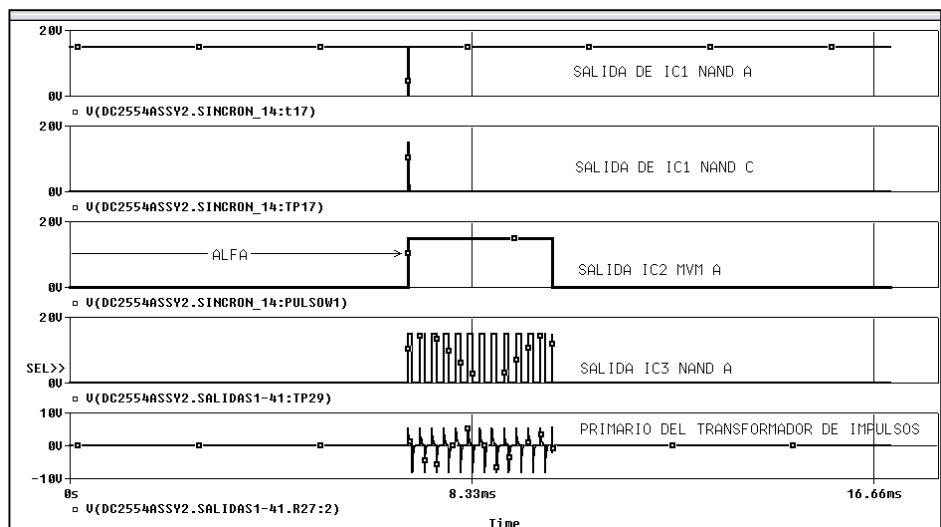


FIGURA 2.8.- FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO DISPARADOR

OSCILADOR

El oscilador libre está configurado alrededor de un temporizador NE555, de 10 KHz con un ciclo de trabajo de 60% aproximadamente. Este oscilador alimenta las entradas de los circuitos integrados IC3 y similares, los cuales conforman la etapa final del circuito disparador.

CIRCUITOS DE CONTROL

Los circuitos de control están configurados alrededor de los amplificadores operacionales IC16 e IC18. Cada amplificador operacional realiza la diferencia entre la referencia y la señal realimentada y la *corrige* por medio de realimentación negativa. IC16 es controlador de voltaje, el cual tiene que ser siempre utilizado en configuración cascada con el controlador de corriente IC18. El controlador IC18 de corriente puede utilizarse independientemente. La salida del controlador de corriente IC18 es positiva [0..10V], mientras que la salida del controlador de voltaje IC16 es negativa [-10V..0].

El amplificador operacional IC16 funciona como controlador PI de voltaje, funciona con realimentación de voltaje de carga o realimentación de voltaje de taco-generador. El amplificador operacional no puede manejar directamente el voltaje de carga, por lo que esta señal es reducida; el circuito incluye un ajuste de ganancia para

errores pequeños. De igual forma, el voltaje proveniente del tacogenerador es reducido y filtrado aunque su rizo natural es bastante bajo (ver ANEXO A). Estas señales tratadas están presentes en panel frontal superior con nomenclatura **T3** y **T4**, voltaje de carga y de tacogenerador respectivamente. El voltaje de tacogenerador debe ser conectado a los bornes **TACHO** del panel superior. El voltaje de carga está cableado internamente utilizando los bornes **+1** y **-6**. El controlador de voltaje es sencillo y su respuesta depende de la red *RC* de realimentación negativa. Su referencia es siempre la señal de **REFERENCE** con polaridad positiva (+). La resistencia R119 en paralelo con la red *RC* reduce al mínimo el voltaje de desviación (*offset*) que pueda tener la salida; el zener D27 limita la salida a diez voltios cuando hay saturación. La alimentación negativa del operacional puede controlarse por medio del trimmer RV8. Debido a que el controlador PI de voltaje funciona siempre en compañía del de corriente, la limitación en la polarización negativa se refleja como límite de corriente de carga que el usuario desee.

El amplificador operacional IC18 tiene una estructura casi idéntica al anterior, con la diferencia de que su salida es positiva [0..10V]. Funciona como controlador de corriente de carga. La realimentación es

tomada como señal de diferencia de potencial en una resistencia de 0.1 ohmios conectada en serie con la carga. La referencia puede provenir tanto de **REFERENCE** como del controlador de voltaje IC16 anterior. Este controlador no puede ser modificado de ninguna manera.

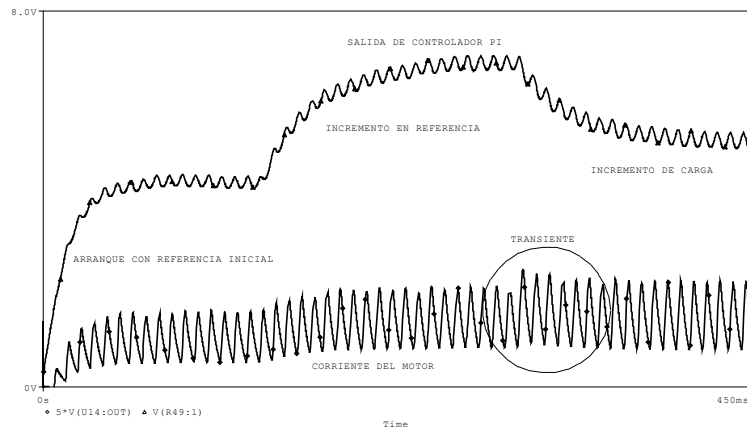


FIGURA 2.9- FORMAS DE ONDA DE CONTROLADOR PI DE CORRIENTE

2.3.2 TARJETA DC 1119 FIJADORA DEL LÍMITE DE DISPARO DEL BREAKER DE CARGA

La tarjeta electrónica DC 1119 se encarga de fijar el límite de corriente para el cual el usuario desee que el breaker de carga dispare. Esto permite proteger la carga, p ej., un motor DC. La tarjeta se alimenta del transformador monofásico PTREC 90 cuyo primario se conecta a la bornera principal y su secundario tiene *tap* central. La fuente de poder consta de un rectificador a diodos MR1, cuya salida es dual. Los voltajes se regulan con divisores resistivos – zener, R4 – D2 y R3 – D1 para obtener ± 9 VDC. El circuito de disparo utiliza el amplificador

operacional IC1 en modo de comparación. La realimentación de corriente es el potencial a través de una resistencia de 0.1 ohmios en serie con la carga. La señal de referencia proviene del potenciómetro ajustable SET TRIP LEVEL. La diferencia de la realimentación y la referencia ingresa a la entrada inversora de IC1. La entrada no inversora está a 0V. Al momento que la diferencia de señales sea 0, los potenciales en las entradas del operacional se igualan, produciendo que la salida de IC1 se sature positivamente. Esto significa que la corriente de carga igualó al límite permitido por el usuario. Mientras no se cumpla esta condición, IC1 estará saturado negativamente. La salida de IC1 maneja la base del transistor VT1, el cual a su vez maneja la configuración amplificadora de VT2. Al momento que IC1 se satura positivamente, VT1 conduce, y paralelamente conduce VT2. El divisor R13 – R14 a la salida del colector de VT2 polariza adecuadamente la compuerta del tiristor TR1, el cual se enciende y descarga toda la energía almacenada en el *circuito tanque* Cext – Rext. Esta descarga entrega un impulso de corriente suficiente para hacer accionar el relé interno del breaker, el cual lo dispara. Una vez que la corriente de carga cesa, IC1 se polariza negativamente, y VT1, VT2 y TR1 dejan de conducir. El circuito tanque Cext – Rext recibe energía del rectificador de onda completa formado por R7 – D4 y R6 – D3. Mientras no encienda TR1, el capacitor Cext se

cargará completamente. Al disparar TR1, el capacitor se descarga; cuando TR1 deja de conducir, Cext puede cargarse de nuevo.

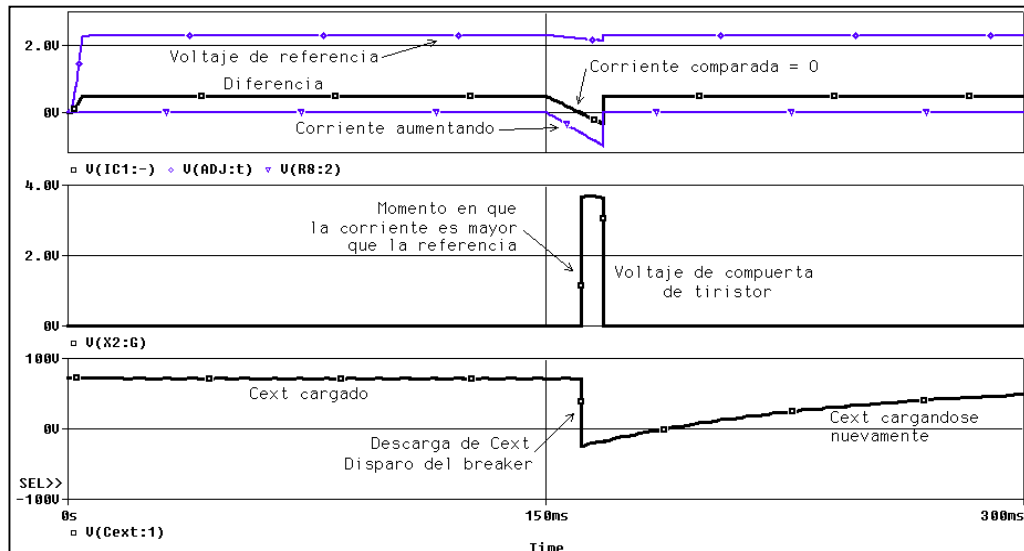


FIGURA 2.10- FORMAS DE ONDA DE TARJETA DC 1119

2.3.3 TARJETAS DC 2641 Y DC 2637 DE MONITOREO DE SEÑALES

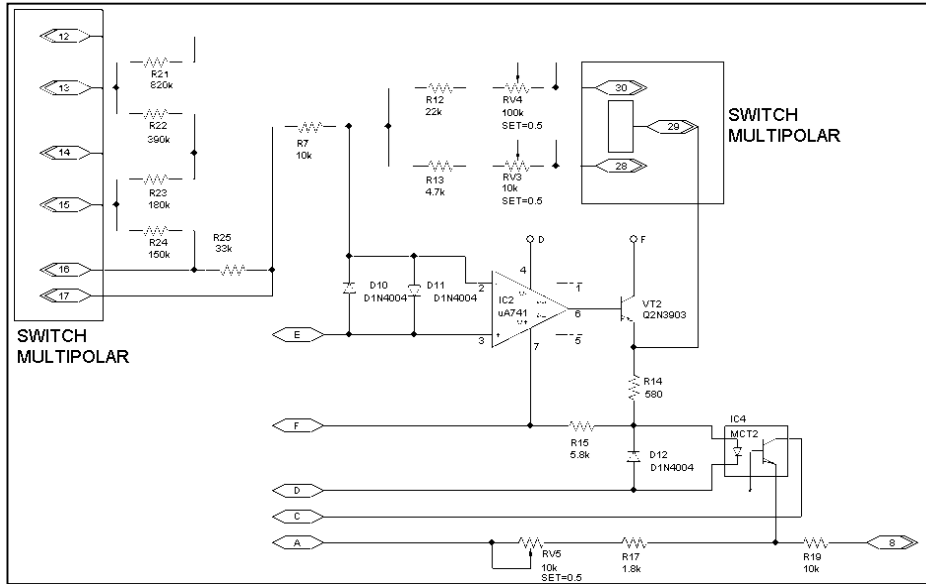
Las tarjetas electrónicas DC 2641 y DC 2637 trabajan en conjunto en la sección de monitoreo de señales, que permite la observación simultánea de dos señales cualesquiera.

La tarjeta electrónica DC2641 sirve de fuente de poder a la tarjeta DC 2637. Esta tarjeta recibe voltaje de alimentación general por medio de fusibles. Esta entrada es repartida a tres transformadores monofásicos, dos de ellos con salidas a 12 – 0 – 12 VAC (con *tap* central) y el otro a 20 – 0 – 20VAC. Estos voltajes se rectifican con puentes de diodos

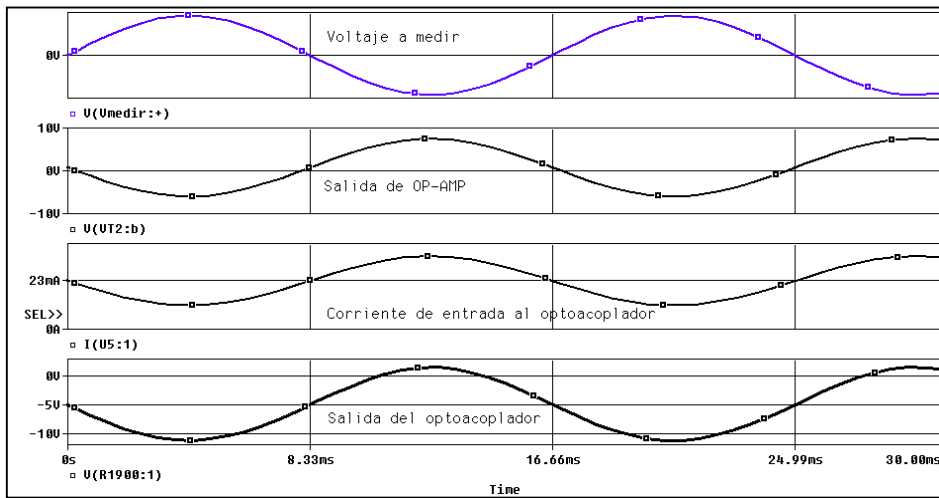
independientes, y luego se regulan con divisores resistivos – zener, de los cuales se obtienen tres grupos de voltajes: dos de ± 8 VDC y neutro (D-E-F, G-H-J), y otro con ± 12 VDC y neutro (A-B-C).

La tarjeta electrónica DC2637 realiza el trabajo de procesar dos señales con distintas referencias a dos señales con una referencia común. La tarjeta está dividida en dos secciones iguales, que procesan los 2 voltajes independientemente. En cada sección, la adaptación gira en torno a un amplificador operacional (polarizado con ± 8 VDC), un convertidor voltaje – corriente y un opto – acoplador (salida polarizada con ± 12 VDC). La señal de voltaje cualquiera es conectada a la entrada **INPUT** en el panel superior del equipo. Esta señal es reducida con divisores resistivos, cuyos pasos de resistencia pueden escogerse mediante un *switch multipolar* externo **CHANNEL 1** o **2**. El voltaje reducido ingresa al amplificador inversor IC1 cuya ganancia puede ser ajustada. La salida de IC1 es convertida a corriente por VT1. Esta corriente activa el diodo del opto – acoplador, el cual genera una salida por transistor aislada de la entrada. El transistor se polariza con +12VDC y su señal de salida emerge al panel frontal con nomenclatura **OUTPUT**. La alta impedancia de entrada que ofrece el operacional junto con el aislamiento del opto – acoplador logran conjugar dos señales

cualesquiera con respecto a un mismo común. Este común está conectado al neutro del grupo de voltajes de ± 12 VDC.



(a) CIRCUITO (1 ENTRADA)



(b) FORMAS DE ONDA

FIGURA 2.11- TARJETA DC 2637

2.3.4 TARJETA DC 3322 ALIMENTADORA DE VOLTAJE DE CAMPO PARA MOTOR DC MAWDLEYS

La tarjeta electrónica DC 3322 tiene un reducido número de componentes electrónicos, estrictamente lo necesario para poder entregar un voltaje DC al circuito de campo de campo del motor de corriente directa MAWDLEYS.

Este circuito recibe alimentación de un transformador monofásico TX1 el cual tiene su primario conectado a la alimentación general del equipo. El voltaje alterno de salida del secundario es filtrado por C1 para eliminar interferencias y rectificado por D1; además cuenta con protección de cortocircuito dada por el fusible *FUSE* de 5 A a 450 Vrms. El voltaje rectificado es estabilizado por la red R1-C2 acumuladora de energía. El pequeño valor de resistencia de R1 evita transientes oscilatorios entre el capacitor C2 acumulador de energía y la alta inductancia de campo del motor DC.

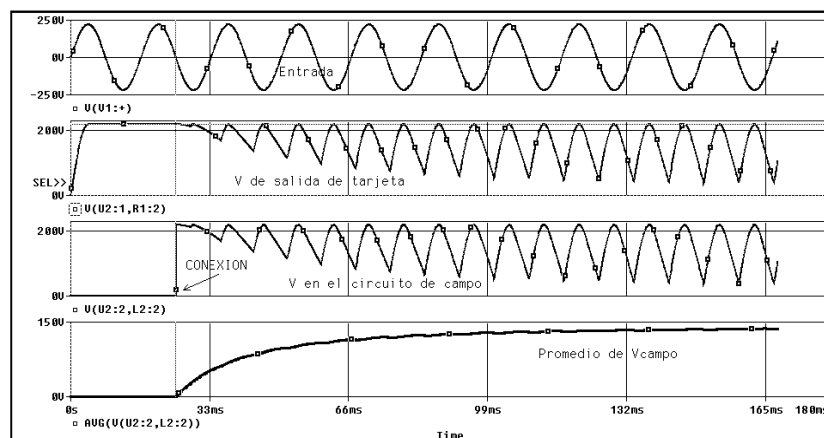


FIGURA 2.12- FORMAS DE ONDA DE TARJETA DC 3322

CONVERTIDORES DE TIRISTORES

3.1 RECTIFICADORES MONOFÁSICOS

3.1.1. INTRODUCCIÓN

Los rectificadores pueden ser clasificados por el número de fases que utilizan en su sistema de alimentación, o por el número de pulsos de corriente que suplen a su carga. Es recomendable que el rectificador no produzca saturación asimétrica del núcleo de los transformadores alimentadores con una consecuente distorsión de las formas de onda del voltaje. El voltaje de salida de los rectificadores a tiristores se varía controlando el ángulo de disparo de los mismos. De acuerdo a su sistema de alimentación, los convertidores pueden ser *monofásicos* y

trifásicos, y son de mucha aplicación en la industria tanto en esquema unitario como en serie.

3.1.2. PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL RECTIFICADOR CONTROLADO POR FASE

El principio de operación de los rectificadores se basa en el circuito más simple: el rectificador monofásico de media onda, el cual utiliza un tiristor como se observa en la FIGURA 3.1. Este circuito opera sólo en el primer cuadrante. El SCR puede encender sólo en el semiciclo positivo del voltaje alterno de entrada cuando es polarizado directamente. Esto ofrece un rango de disparo que va de 0° a 180°. Dependiendo de la carga, casi siempre compuesta, el voltaje de salida no siempre es cero después de 180°: la corriente del SCR tiene que ser inferior al valor de sostenimiento para apagarlo. Mientras más inductiva sea la carga, habrá mayor atraso de la corriente con respecto al voltaje, haciendo conducir al tiristor más allá de 180° (8.33ms para 60Hz). Este circuito tiene poca transmisión efectiva de potencia y alto contenido armónico en la entrada. Para carga compuesta (*RL*) se tiene

$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}V \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \beta)$$

y su condición de

extinción de corriente es $\sin(\beta - \theta) = \sin(\alpha - \theta) e^{\left(\frac{R}{L}\right) \left[\frac{\alpha - \beta}{\omega}\right]}$.

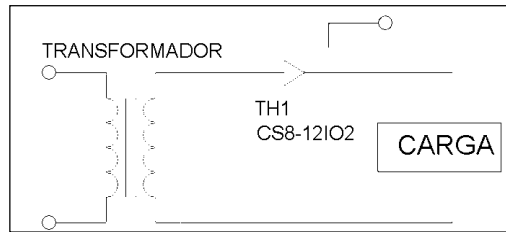


FIGURA 3.1.- RECTIFICADOR MONOFÁSICO SEMI-CONTROLADO

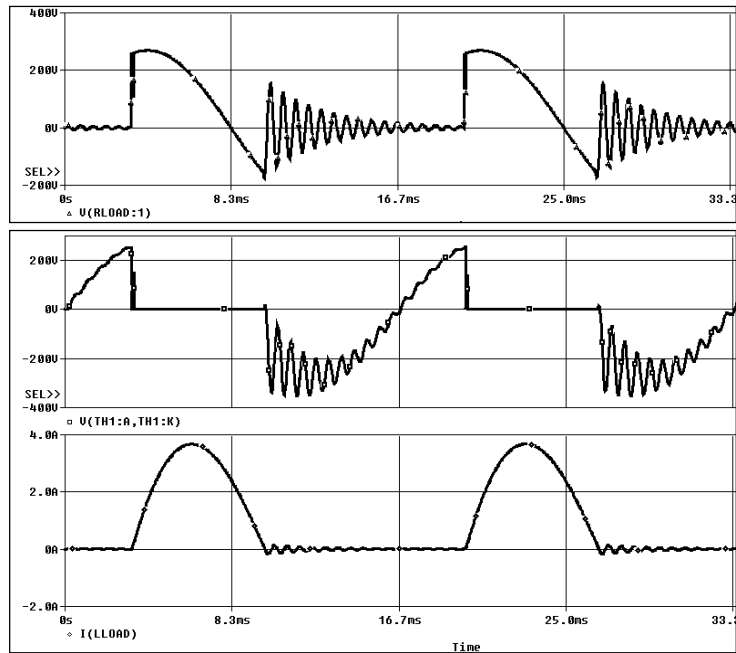


FIGURA 3.2.- FORMAS DE ONDA DE RECTIFICADOR MONOFÁSICO
 $[R=50\ \Omega, L=100mH]$ Voltaje de carga, Voltaje a través del SCR y Corriente de carga

3.1.3. RECTIFICADORES TOTALMENTE CONTROLADOS

Los rectificadores totalmente controlados utilizan cuatro tiristores (1ra configuración). Son llamados *rectificadores de dos pulsos*. Para efecto de análisis se utiliza un equivalente con dos tiristores y un transformador con *tap* central (2da configuración). A continuación se detallan algunas características importantes.

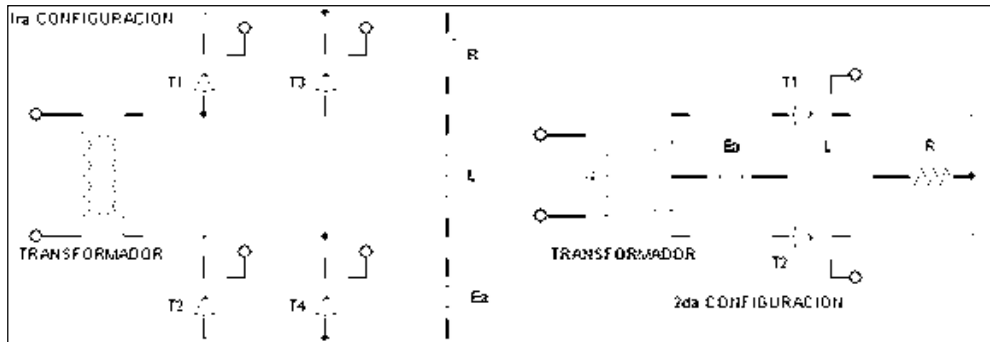


FIGURA 3.3.- RECTIFICADOR MONOFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO

3.1.3.1. CARACTERÍSTICAS GENERALES

- El ángulo de disparo mínimo $\alpha = 0$ sucede a 0° .
- El rango de disparo es $0 < \omega t < \pi$ rad.
- En la 1ra configuración los tiristores se encienden en pares, T1 y T4 son encendidos a $\omega t = \alpha$ y luego T2 y T3 se encienden a $\omega t = \alpha + \pi$. En la 2da configuración, los tiristores se encienden alternadamente.
- Este circuito puede operar en dos cuadrantes, modo rectificador en el primer cuadrante y modo inversor en el cuarto cuadrante. Esto requiere una carga muy inductiva y corriente continua sin mucho rizado. Si no se cumple esto, el convertidor trabajará sólo en el primer cuadrante.
- Este convertidor se usa en forma extensa en aplicaciones hasta 15 KW.

OPERACIÓN EN RECTIFICACIÓN.- Como se observa en la FIGURA 3.4, durante el periodo de α a π , el voltaje de entrada V_s y la corriente de entrada i_s son positivos y la potencia pasa de la fuente a la carga.

OPERACIÓN EN INVERSIÓN.- Durante el periodo de π a $\pi + \alpha$, el voltaje de entrada V_s es negativo, la corriente de alimentación i_s es positiva y pasa potencia inversa de la carga a la fuente.

El voltaje de salida promedio se lo puede calcular a partir de

$$V_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha$$

Como se ve, si se varía el ángulo de disparo α de 0° a π se puede variar el voltaje promedio de salida desde $\frac{2\sqrt{2}V}{\pi}$ hasta $-\frac{2\sqrt{2}V}{\pi}$, siempre y cuando la carga sea muy inductiva y la corriente sea continua, como en el caso de motores DC.

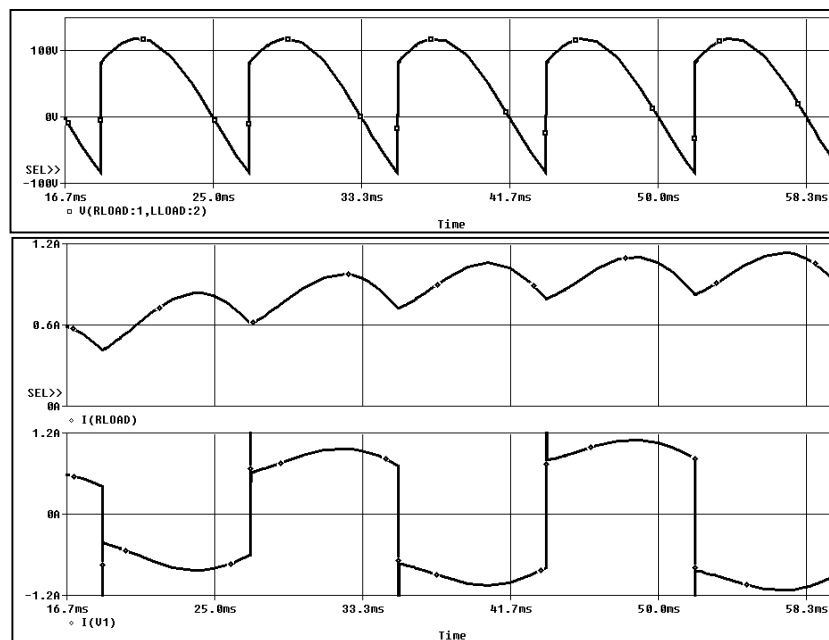


FIGURA 3.4.- FORMAS DE ONDA RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO
 Voltaje y corriente en la carga, corriente primaria (inductancia alta)

3.1.3.2. CARACTERISTICA CON MOTOR DC

- Puede usarse o no transformador. El transformador con *tap* central es más grande que aquel sin él, porque sólo medio devanado secundario está supliendo corriente en el semiciclo correspondiente.
- Puede operar en dos cuadrantes.
- Si se utiliza un rectificador de diodos en el circuito de campo del motor, se necesita un reóstato para controlar el voltaje de campo.
- Para motores de voltajes nominales pequeños en operación a bajas velocidades es preferible utilizar transformador con *tap* central, debido a la menor caída de tensión a través de los tiristores.

RECTIFICACIÓN CON MOTOR DC

Para que el convertidor opere como rectificador es necesario que el valor del voltaje alterno de entrada sea mayor que el voltaje inducido en el motor ($FCEM E_a$) en el momento del disparo, esto es $\alpha > \eta$,

$$\eta = \sin^{-1} \frac{E_a}{\sqrt{2}V} = \sin^{-1} m. \text{ Para ángulos de disparo menores, el impulso}$$

prolongado de compuerta iniciará la conducción en $\alpha = \eta$.

CASO A.- Corriente discontinua con $\alpha > \eta$. El motor está operando con carga, con una corriente de campo I_f que produce un flujo por polo Φ .

El ángulo de disparo es α . Esto resulta en una velocidad constante Ω_m y

una fuerza electromotriz inducida E_a , donde $E_a = k\Phi\Omega_m V$. Este caso representa la condición de operación normal para baja potencia.

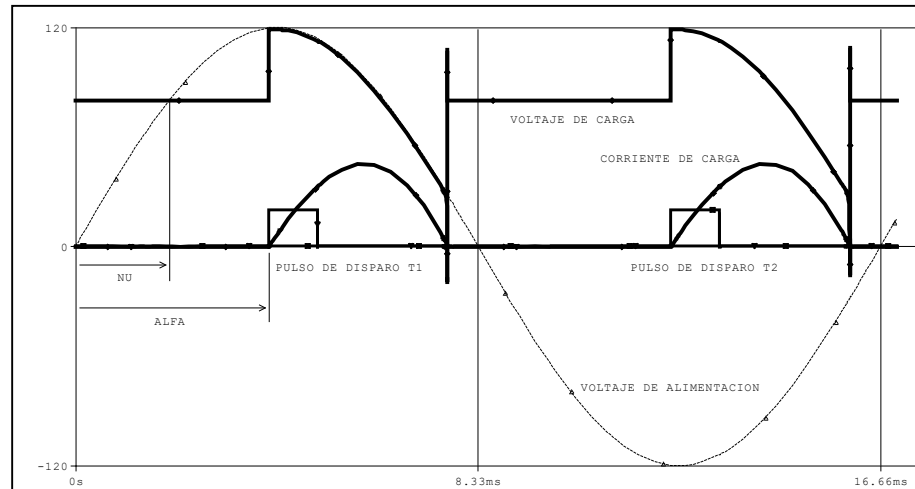


FIGURA 3.5.- FORMAS DE ONDA CASO A

CASO B.- Corriente continua con $\alpha < \eta$. Una reducción en el ángulo α puede producir corriente continua. Para frecuencias típicas y distintas inductancias, sin embargo, estas condiciones resultarían de un valor α más pequeño que aquel valor anticipado como límite inferior, límite de sobrecarga, o de una combinación de ambas.

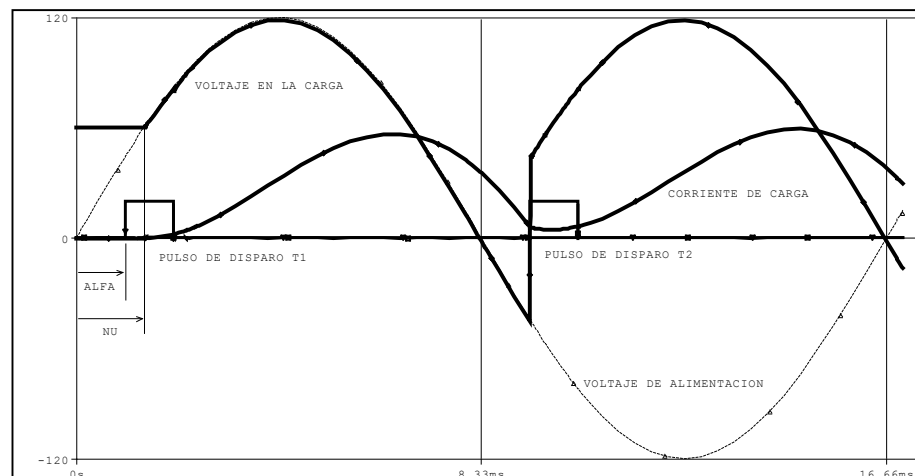


FIGURA 3.6.- FORMAS DE ONDA CASO B

INVERSIÓN CON MOTOR DC

Se puede hacer funcionar al motor como generador y entregar energía a la fuente de alimentación AC. Debido a que la dirección de la corriente de armadura no puede invertirse, la única manera de invertir al motor sin cambiar las conexiones de armadura es invirtiendo la corriente de campo o la dirección de rotación. Cualquiera de estos cambios hacen que E_a sea negativa, y en efecto, la operación es en el cuarto cuadrante. Se puede incrementar la potencia cuando los pulsos de disparo se extienden, condición a cumplir en cualquier inversión. Si no se extienden, se producirá un cambio abrupto en el voltaje de armadura durante el paso de corriente continua a discontinua o viceversa. El tiempo t_q necesario para conmutar los SCR debe cumplir $\omega t_q \geq \omega t_{off} + \mu$, donde t_{off} es el tiempo de apagado y μ es el ángulo de sobrelape; $\alpha=180^\circ$ debe reemplazarse por $\alpha = \pi - \omega t_{off} - \mu$.

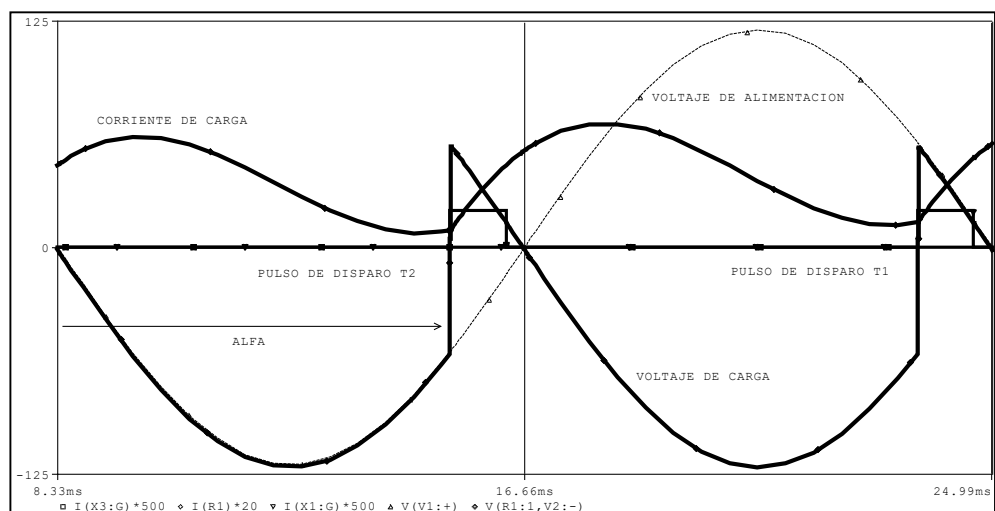


FIGURA 3.7.- FORMAS DE ONDA *INVERSOR* MONOFÁSICO
CONDICIÓN DE CORRIENTE CONTINUA

3.1.3.3. DESARROLLO MATEMÁTICO DE LA RELACIÓN VELOCIDAD vs. TORQUE

CORRIENTE DISCONTINUA.- Del CASO A, cuando no hay corriente de armadura fluyendo, $v_t = E_a$ en $\beta - \pi < \omega t < \alpha$. Cuando hay corriente de armadura fluyendo

$$\begin{aligned} v_t &= V_{AN} \quad \alpha < \omega t < \beta \text{ rad.} \\ v_t &= V_{BN} \quad \pi + \alpha < \omega t < \pi + \beta \text{ rad.} \end{aligned}$$

Del circuito equivalente con motor DC y la sustitución de $E_a = k\Phi\Omega_m$

se puede demostrar que la corriente de armadura es

$$i_a = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\omega t - \theta) - \frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} + \left[\frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \theta) \right] e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \theta}}$$

donde $Z = \sqrt{[(\omega L_a)^2 + R_a^2]}$ y $\theta = \tan^{-1} \frac{\omega L_a}{R_a}$ rad. Esta ecuación se

aplica en el intervalo $\alpha < \omega t < \beta$. En $\omega t = \beta$, $i_a = 0$ formando una ecuación trascendental. Si se reemplazan todas las constantes se obtiene una relación entre β y Ω_m para cualquier α . Con una α dada y una serie de valores Ω_m se obtienen numéricamente los valores de β . La corriente se vuelve continua en el límite $\beta = \pi + \alpha$, que es la condición de frontera (lugar geométrico de las raíces). Luego, para cualquier combinación de Ω_m , β y α , el promedio de la corriente de armadura es

$$\bar{i}_a = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\cos(\alpha - \theta) - \cos(\beta - \theta)] - \frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} (\beta - \alpha) \right\} +$$

$$- \frac{1}{\pi} \left\{ \tan \theta \left[\frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \theta) \right] \left[e^{\frac{\alpha - \beta}{\tan \theta}} - 1 \right] \right\}$$

La corriente promedio también puede obtenerse de $\bar{i}_a = \frac{\bar{v}_t - k\Phi\Omega_m}{R_a}$,

utilizando el voltaje promedio de armadura que de acuerdo al **CASO A**

$$\text{es } \bar{v}_t = \frac{1}{\pi} \left[k\Phi\Omega_m (\pi + \alpha - \beta) - \sqrt{2}V (\cos \beta - \cos \alpha) \right] \text{ V.}$$

El torque promedio interno está dado por $\bar{T} = k\Phi\bar{i}_a$ N · m. Entonces a

cada valor de Ω_m le corresponde un valor de \bar{T} y se puede construir la

curva Velocidad vs. Torque en región de corriente discontinua para un

α dado. La secuencia física de eventos sobre esta curva es la siguiente:

1. Cuando el motor gira a velocidad constante con carga parcial, un incremento en la carga se refleja en una disminución de velocidad.
2. E_a decae, la corriente promedio aumenta, y se desarrolla un nuevo torque promedio. Esto es, mientras α permanece fijo, β se incrementa.
3. El promedio de voltaje de armadura se reduce, causando una reducción adicional en la velocidad y en E_a , hasta que se alcance el equilibrio.

El rectificador tiene regulación considerable y esto incrementa la regulación de velocidad del *drive*.

CORRIENTE CONTINUA.- Las condiciones de corriente continua están dadas por alto torque de carga y un valor pequeño de α . El ángulo

de conducción γ es ahora π , y $\bar{v}_t = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha$. Si el torque de carga se

incrementara, el valor promedio de voltaje de armadura no cambiará y α se mantiene constante. El variador de velocidad tendrá una pequeña

regulación de voltaje. Como $E_a = k\Phi\Omega_m = \bar{v}_t - R_a \bar{i}_a$ V, el torque y

consecuentemente la corriente promedio de armadura se incrementa, E_a

se reduce y la velocidad decae. De las expresiones para torque promedio

y E_a , se obtiene $\Omega_m = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi k\Phi} \cos \alpha - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} \bar{T}$ rad/s, que es una

ecuación de recta.

Los resultados anteriores para Ω_m pueden unirse para dar como

resultado una curva compuesta de dos regiones, operación con corriente

discontinua y continua. El siguiente punto a obtener es la velocidad para

$\bar{T} = 0$. En este punto E_a alcanza el valor pico de v_t y los pulsos de

corriente cesan. Para esta condición,

$$\Omega_m = \frac{\hat{v}_t}{k\Phi} \text{ rad/s.}$$

$$\hat{v}_t = \sqrt{2}V \quad 0 < \alpha < \frac{\pi}{2} \text{ rad.}$$

$$\hat{v}_t = \sqrt{2}V \sin \alpha \quad \frac{\pi}{2} < \alpha < \pi \text{ rad.}$$

Una curva característica de velocidad – torque se puede observar en la FIGURA 3.8. Esta característica fue hecha en MATLAB® v 6.5 para un motor con los siguientes datos:

```

La = 0.055;      %Inductancia de armadura
Ra = 7.56;       %Resistencia de armadura
V = 270;         %Voltaje pico de alimentación AC
Kfi= 5;          %Constante de campo del motor
N = 500;         %Velocidad nominal
Tn = 15;         %Torque nominal

```

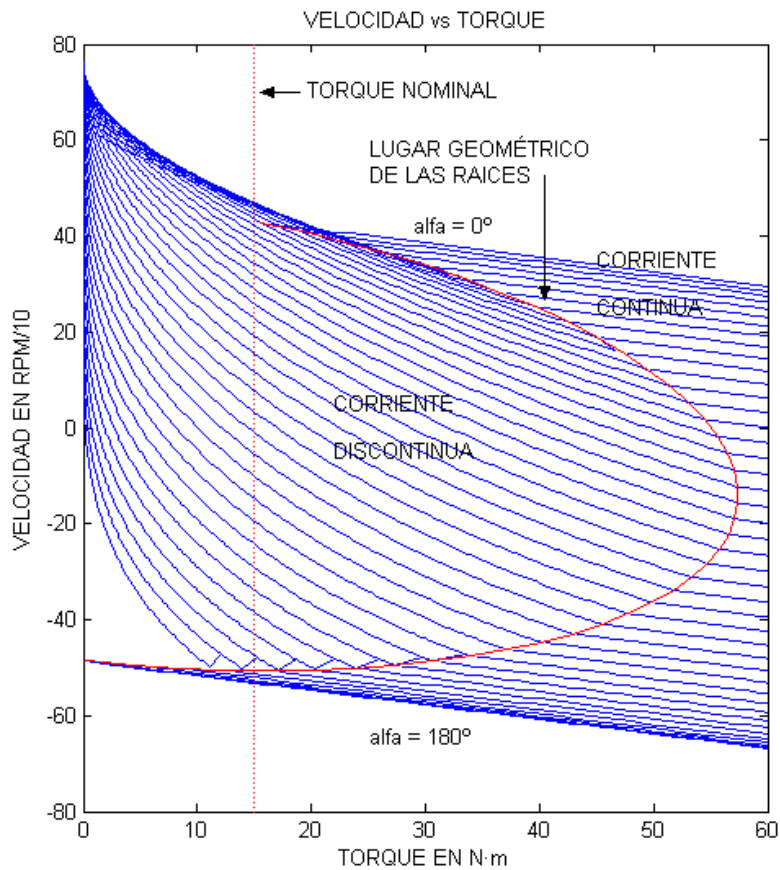


FIGURA 3.8.- CARACTERÍSTICA VELOCIDAD VS. TORQUE PARA UN RECTIFICADOR MONOFÁSICO

3.1.4. RECTIFICADORES MONOFÁSICOS CON OPERACIÓN EN CUATRO CUADRANTES

Una de las limitantes que poseen los convertidores monofásicos completos es su restricción de operación en 2 cuadrantes como máximo. Aunque sería simple obtener operación en los cuadrantes faltantes conmutando las conexiones físicas, no es recomendable si se requiere transiciones suaves. Si se conectan *espalda con espalda* dos convertidores completos como se ve en la FIGURA 3.9, se puede invertir tanto el voltaje de salida como el paso de la corriente en la carga. Este convertidor proporciona operación en cuatro cuadrantes, y se denomina *convertidor dual*. Estos convertidores se utilizan normalmente en variadores de velocidad variable de alta potencia. A continuación se detallan algunas características importantes.

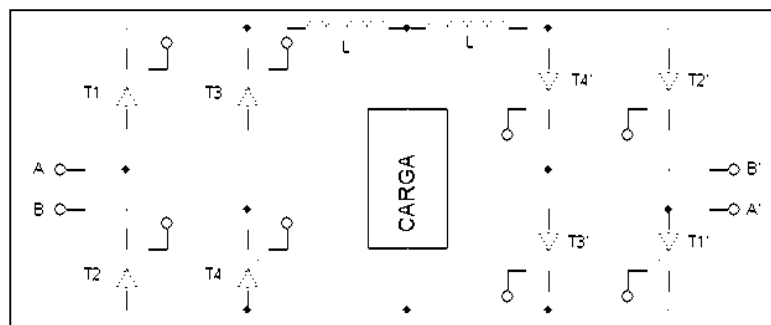


FIGURA 3.9.- RECTIFICADOR MONOFÁSICO DUAL

- Los ángulos de disparo son controlados de tal forma que un convertidor opere como rectificador y el otro como inversor. En la FIGURA 3.10

apreciamos formas de onda típicas. Los voltajes de salida son

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha_1 \quad \text{y} \quad V_2 = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha_2.$$

Debe cumplirse que $\cos \alpha_2 = \cos(\pi - \alpha_1)$ Por lo tanto, se sincroniza de manera que

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1.$$

- Como los voltajes instantáneos de salida de los dos convertidores están fuera de fase, se produce una corriente circulante entre las partes. Se utiliza un reactor L_r , para no permitir que esa corriente entre a la carga.
- Las corrientes circulantes se evitan omitiendo las señales de disparo del convertidor que no opere en el cuadrante deseado.

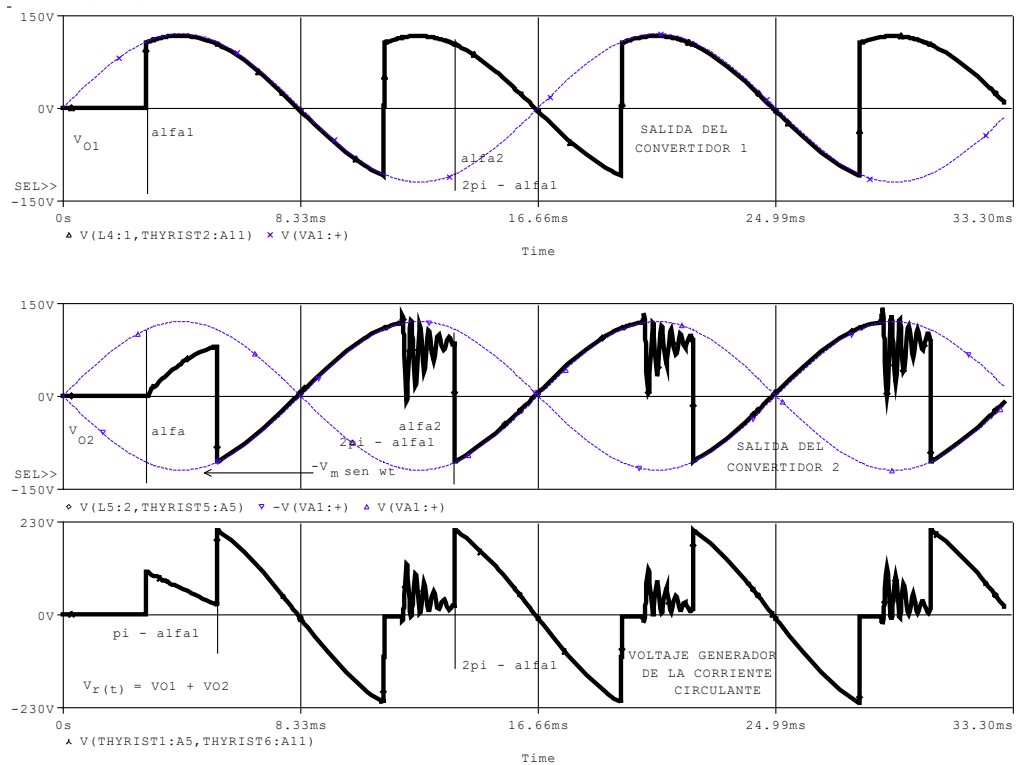


FIGURA 3.10.- FORMAS DE ONDA RECTIFICADOR MONOFÁSICO DUAL

3.1.5. RECTIFICADORES MONOFÁSICOS SEMICONTROLADOS

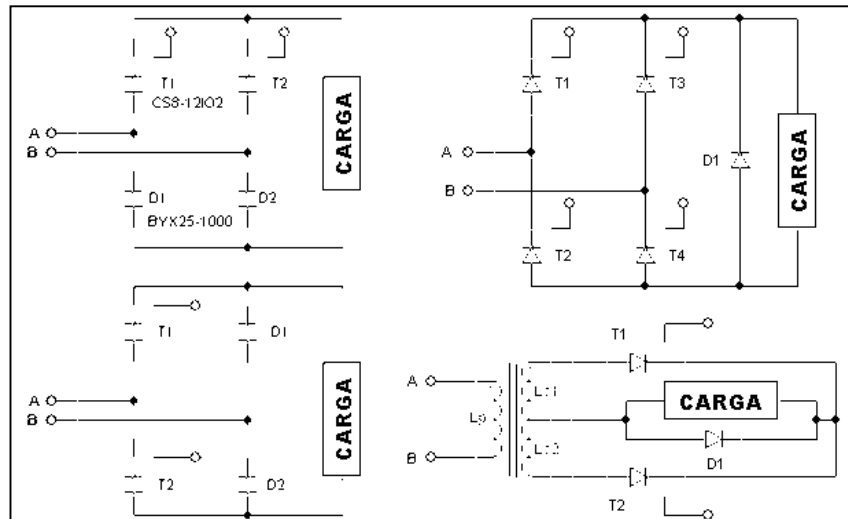


FIGURA 3.11.- CIRCUITOS DE RECTIFICADORES MONOFÁSICOS SEMICONTROLADOS

Los tiristores T2 y T4 de la configuración completa son reemplazados por diodos. Esta sustitución puede forzar corriente continua bajo condiciones que resultarían en corriente discontinua para el rectificador totalmente controlado. Se puede también utilizar un diodo en paralelo con la carga (*diodo de paso libre*). El diodo de paso libre permite que la corriente de carga continúe aún si la fuente de alimentación AC no está entregando energía, es decir, la corriente se prolonga sin oposición al voltaje de alimentación. Este camino ocurre en el intervalo $\pi < \omega t < \beta$, en el que la corriente disminuye exponencialmente hasta que el siguiente tiristor se encienda y la corriente se incrementa de nuevo. En este intervalo la energía almacenada en la inductancia de armadura (motor

DC) es convertida en forma mecánica o disipada en la resistencia interna. Esta configuración puede tener corriente discontinua, pero para condiciones de carga similares este pulso de corriente es más largo. El voltaje de armadura no puede ser negativo debido al diodo, además $v_{DIO DO} = v_t$. Debido a la presencia del diodo, este convertidor no puede *regenerar*, su operación se limita al primer cuadrante. La corriente del diodo i_D fluirá en una parte del intervalo $\pi < \omega t < \pi + \alpha$.

En $\omega t = \pi$ (estado estable) sea $i_a = I_{a\pi}$, entonces

$$I_{a\pi} = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin \theta - \frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} + \left[\frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \theta) \right] e^{\frac{\alpha - \pi}{\tan \theta}}$$

Cuando la corriente del diodo fluye $L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_a = 0$ donde se ha

hecho el reemplazo de tiempo $\omega t' = \omega t - \pi$ rad. La solución para las condiciones iniciales $i_a = I_{a\pi}$ en $\omega t' = 0$ es

$$i_a = i_D = \left(I_{a\pi} + \frac{E_a}{R_a} \right) e^{\frac{-\omega t'}{\tan \theta}} - \frac{E_a}{R_a}. \text{ La condición de frontera ocurre}$$

cuando la corriente del diodo se anula en $\omega t' = \alpha$. Para que esto suceda,

$$I_{a\pi} = I_{a\pi b} \text{ y resulta la ecuación trascendental } I_{a\pi} - I_{a\pi b} = 0.$$

Sustituyendo estas condiciones en la última ecuación de corriente,

$$\text{resulta } I_{a\pi b} = \frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} \left(e^{\frac{\alpha}{\tan \theta}} - 1 \right). \text{ Si } I_{a\pi} \geq I_{a\pi b} \text{ la corriente es continua.}$$

Para un conjunto de constantes conocidas esta ecuación puede ser

satisfecha dado un α cualquiera. Sin embargo, si $\alpha=0$ se sustituye en esta ecuación da un resultado negativo para operación con corriente continua a cualquier carga. Cuando la corriente alcanza la condición de frontera, se tiene que $\bar{v}_t = \frac{\sqrt{2}V}{\pi}(1 + \cos \alpha)$ V, y esta ecuación se aplica a cualquier punto de operación con corriente continua. La relación entre el torque promedio y la velocidad es entonces

$$\bar{v}_t = \frac{\sqrt{2}V}{\pi}(1 + \cos \alpha) \text{ V, y esta ecuación se aplica}$$

a cualquier punto de operación con corriente continua. La relación entre el torque promedio y la velocidad es entonces

$$\Omega_m = \frac{\sqrt{2}V}{\pi k\Phi}(1 + \cos \alpha) - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} \bar{T} \text{ rad/s. Esta es una relación lineal}$$

similar a la obtenida sin el diodo de paso libre.

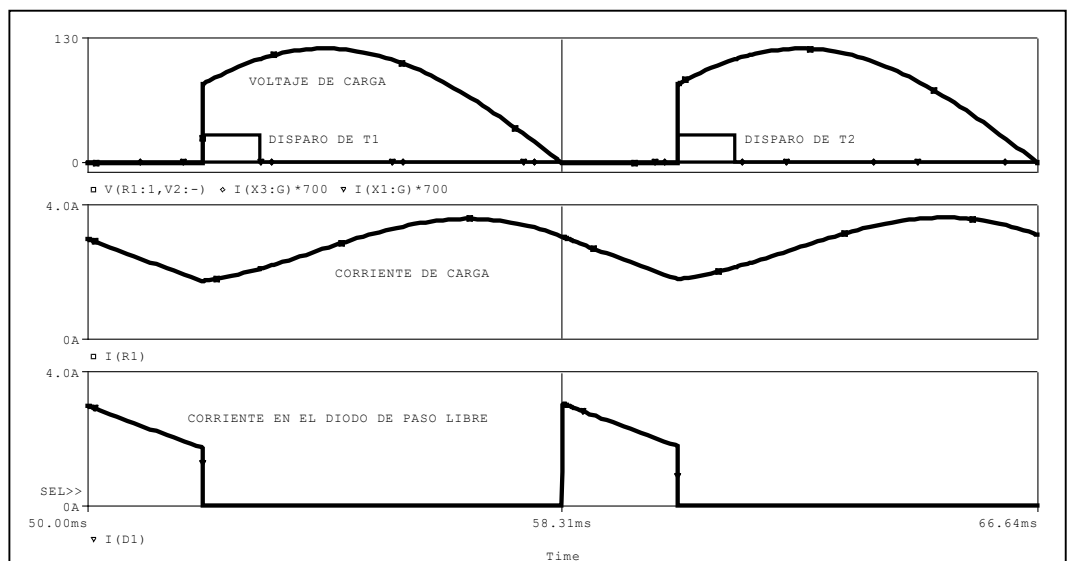


FIGURA 3.12.- FORMAS DE ONDA DE RECTIFICADOR MONOFÁSICO SEMICONTROLADO

3.1.6. EFECTO DE DIODO DE PASO LIBRE CON REGENERACIÓN

Si la ventaja del uso del diodo de paso libre se combina con la de la *regeneración*, se obtendría el mejor *drive* monofásico. El circuito es el mismo que el del rectificador totalmente controlado. Controlando los cuatros tiristores individualmente se logran ambas ventajas. A continuación se detallan algunos procedimientos para lograrlo.

- Todas las señales de disparo consisten en pulsos de 180° .
- Inicialmente, en *modo positivo*, las señales de T1 y T3 pueden variarse, mientras que las señales T2 y T4 permanecen constantes.
- Las señales de T1 y T3 pueden estar dentro del rango $0 < \alpha < \pi - t_q$. Las señales de T2 y T4 inician en 0 y finalizan en π .
- En *modo negativo*, las señales de T2 y T4 pueden variarse, mientras que las señales de T1 y T3 permanecen constantes.
- Las señales de T2 y T4 pueden estar dentro del rango $\pi < \alpha < 2\pi - t_q$. Las señales de T1 y T3 inician en π y finalizan en 2π .

Los circuitos de disparo de estos convertidores son más complicados que para los anteriores, particularmente si se utiliza configuración dual.

Las condiciones que dan operación con corriente continua son las mismas que las discutidas para rectificadores semi-controlados. La operación de este circuito tiende a discontinuidades no esperadas cuando no se utiliza diodo de paso libre.

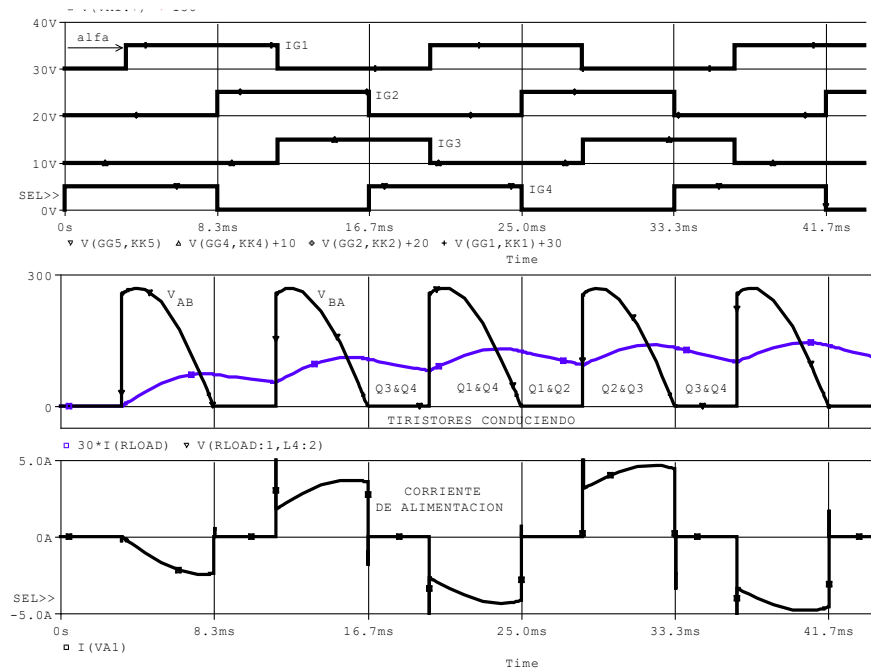


FIGURA 3.13.- FORMAS DE ONDA DE RECTIFICADOR
REGENERADOR CON EFECTO DE DIODO DE PASO LIBRE ($V > 0$)

3.2. RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

3.2.1. PRINCIPIO DE OPERACIÓN

Los convertidores trifásicos proporcionan mayor voltaje promedio de salida, su frecuencia de rizado es mayor en comparación con la de los convertidores monofásicos. Como resultado tenemos que los requisitos de filtrado para *alisar* la corriente son más sencillos. Por estas razones los convertidores trifásicos se usan en forma extensa en variadores de velocidad de media y alta potencia. Teóricamente existen dos grupos, los rectificadores de *tres pulsos* (media onda) y los de *seis pulsos* (onda

completa). También existen combinaciones *multi-pulsos*, pero no serán parte de este estudio. Al tratar con convertidores trifásicos hay que tener en cuenta el tipo de conexión en la alimentación, ya que la referencia $\alpha=0$ varía dependiendo si es estrella o delta. Es conveniente tener en consideración las siguientes definiciones:

- *El ángulo de disparo es cero cuando el rectificador, supliendo una carga puramente resistiva sin FEM, entrega la máxima corriente promedio de carga.*
- La referencia inicial cero ($\alpha=0$) para alimentación conectada en DELTA es $\frac{\pi}{3}$ radianes y $\frac{\pi}{6}$ radianes para conexión ESTRELLA, asumiendo los mismos desfases en los voltajes alternos de entrada.

3.2.2. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS DE MEDIA ONDA

Este convertidor resulta de combinar tres convertidores monofásicos de media onda como se ve en la FIGURA 3.14. Al combinarse los tres voltajes de fase en un mismo punto se obtienen tres pulsos de voltaje por período. El disparo inicial tiene un retraso de 30° debido a que la referencia $\alpha = 0$ es a $\frac{\pi}{6}$ rad. Los otros tiristores son disparados 120° de retraso con respecto al anterior. Estos convertidores poseen una frecuencia de rizado de $3f$, siguen siendo poco eficientes y además provocan que la fuente de alimentación contenga componentes de

corriente directa perjudiciales al factor de potencia fp . Por este motivo estos convertidores no suelen ser utilizados.

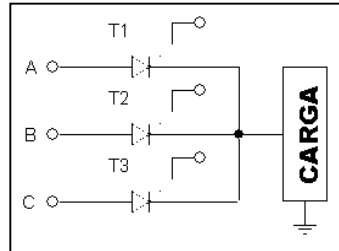


FIGURA 3.14.- RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA

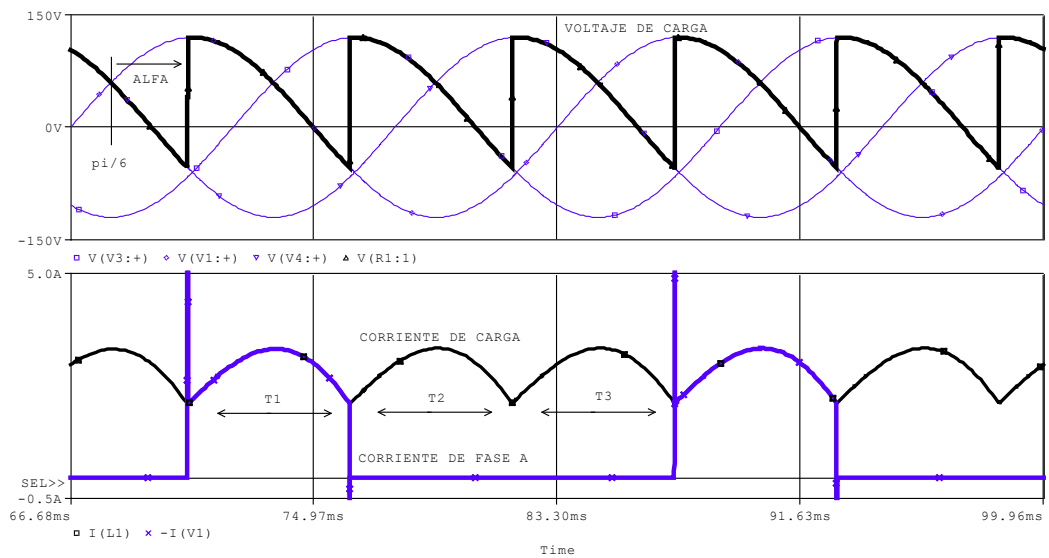


FIGURA 3.15.- FORMAS DE ONDA DE RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA

3.2.3. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS DE ONDA COMPLETA

Los convertidores trifásicos de onda completa tienen el arreglo de tiristores más común que encontramos en la industria. Se usan de forma extensa hasta los 120 KW. En la FIGURA 3.16 se observa el rectificador

trifásico completo. La onda de voltaje de salida está formada por 6 pulsos en un solo período. Con esto se pueden obtener voltajes promedios mayores que las configuraciones antes vistas y una frecuencia de rizado de $6f$ que nos facilita aun más el filtrado de salida. Debido a que estos convertidores siguen afectando al factor de potencia fp dejándolo en valores debajo de los reglamentarios, se suele corregir utilizando semi-convertidores formados por 3 tiristores y 3 diodos, los cuales eliminan la parte negativa del voltaje de salida cuando se tiene una carga altamente inductiva. Sin embargo, una configuración semi-controlada sólo operaría en el primer cuadrante de la gráfica $v_t - i_a$. Además, tiene la desventaja de introducir armónicas pares en las corrientes de línea por lo que es inadecuado para aplicaciones de gran potencia.

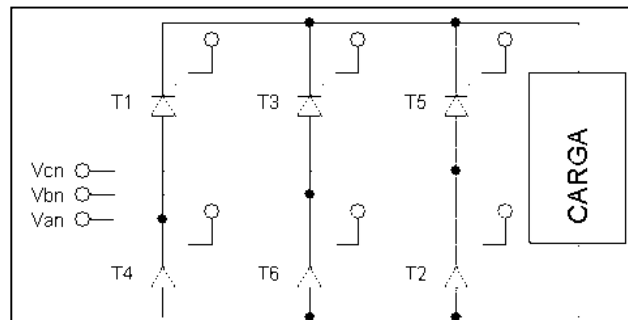


FIGURA 3.16.- RECTIFICADOR TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO

3.2.3.1. CARACTERÍSTICAS GENERALES

Para los convertidores trifásicos completos se tomará un retraso de 30° ($\frac{\pi}{6}$ rad.) para $\alpha=0$. Cada par de tiristores será disparado con un desfase de 60° con respecto al par anterior, de acuerdo a la siguiente secuencia:

1. T1 se activa en $\omega t = (\pi/6) + \alpha$; T6 ya está conduciendo.
2. Durante el intervalo $(\pi/6 + \pi) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha)$, T1 y T6 conducen y aparece el voltaje $V_{ab} = (V_{an} - V_{bn})$ a través de la carga. Cuando $\omega t = \pi/2 + \alpha$, se dispara T2 y de inmediato T6 se polariza inversamente y es desactivado por conmutación natural.
3. En el intervalo $(\pi/2 + \alpha) \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha)$, T1 y T2 conducen y aparece el voltaje V_{ac} a través de la carga. Cuando $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$, se dispara T3 y de inmediato T1 se polariza inversamente y es desactivado por conmutación natural. La secuencia de disparo sigue de la misma forma hasta completar el ciclo.

Dos tiristores se encuentran conduciendo en cualquier instante. Si se los enumera como en la FIGURA 3.17, la secuencia de disparo sería: 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-6, y 6-1.

Sean los voltajes de línea a neutro $v_{an} = \sqrt{2}V \sin \omega t$, $v_{bn} = \sqrt{2}V \sin (\omega t - 2\pi/3)$ y $v_{cn} = \sqrt{2}V \sin (\omega t + 2\pi/3)$. Los voltajes de línea a línea serían $v_{ab} = \sqrt{3}\sqrt{2}V \sin (\omega t + \pi/6)$, $v_{bc} = \sqrt{3}\sqrt{2}V \sin (\omega t - \pi/2)$ y $v_{ca} = \sqrt{3}\sqrt{2}V \sin (\omega t + \pi/2)$.

El voltaje promedio de salida estaría dado por

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{ab} d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha .$$

El voltaje promedio máximo ($\alpha=0$) es $\frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}V}{\pi}$; el voltaje

normalizado, $V_N = \frac{V_{DC}}{V_{\alpha=0}} = \cos \alpha$ y $V_{RMS} = \sqrt{6} V \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha}$.

Al igual que en caso monofásico, los convertidores trifásicos completos trabajan en dos cuadrantes siempre cuando se mantenga la condición de corriente continua con una carga muy inductiva.

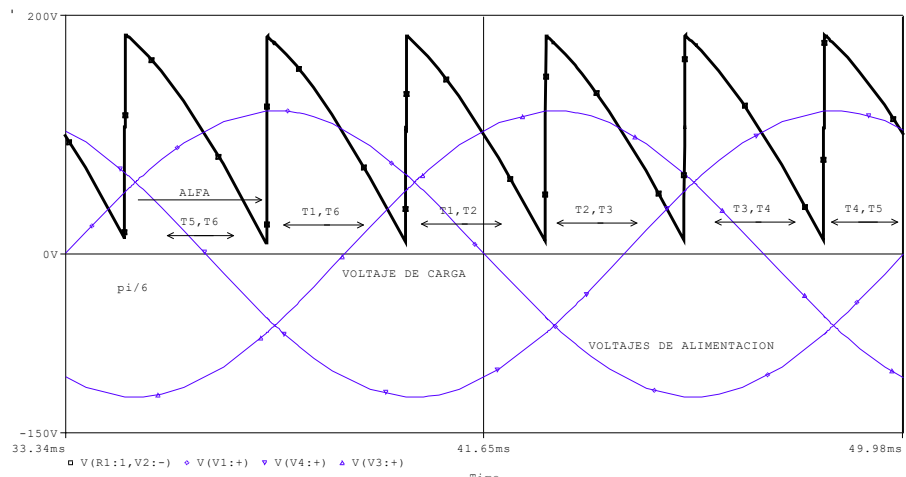


FIGURA 3.17.- FORMAS DE ONDA DE RECTIFICADOR TRIFÁSICO COMPLETO

3.2.3.2. CONDICIÓN DE CONTINUIDAD DE CORRIENTE

De acuerdo a la FIGURA 3.17 el voltaje de salida es

$$v_t = \sqrt{2} V_{ab} \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \rightarrow \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \alpha$$

$$v_t = \sqrt{2} V_{ab} \text{ sen } \omega t' \rightarrow \frac{\pi}{3} + \alpha \leq \omega t' \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

donde $\omega t' = \omega t + \frac{\pi}{6}$ y V_{ab} = voltaje RMS de entrada. Definiendo a v_{ab}

como referencia, se puede calcular la corriente i_L en la carga con

$$L \frac{di_L}{dt} + R i_L + E = \sqrt{2} V_{ab} \text{ sen } \omega t' \text{ para } \frac{\pi}{3} + \alpha \leq \omega t' \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

$$i_L = \frac{\sqrt{2} V_{ab}}{Z} \text{ sen}(\omega t' - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2} V_{ab}}{Z} \text{ sen} \left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \theta \right) \right] e^{(R/L)[(\pi/3)/(\omega-t')]}$$

En estado estable $i_L(\omega t' = \frac{2\pi}{3} + \alpha) = i_L(\omega t' = \frac{\pi}{3} + \alpha) = I_{L1}$, y se aplica

esta condición a la ecuación anterior para obtener I_{L1}

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{2} V_{ab}}{Z} \frac{\text{sen}(2\pi/3 + \alpha - \theta) - \text{sen}(\pi/3 + \alpha - \theta) e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} - \frac{E}{R}$$

para $I_{L1} \geq 0$. Si $I_{L1} = 0$, se divide para $\sqrt{2} V_s / Z$, y se sustituyen

$R/Z = \cos \theta$ y $\omega L/R = \tan \theta$, se obtiene el valor crítico de la relación

de voltajes $x = E / \sqrt{2} V_{ab}$.

$$x = \left[\frac{\text{sen}(2\pi/3 + \alpha - \theta) - \text{sen}(\pi/3 + \alpha - \theta) e^{-\left(\frac{\pi}{3 \tan \theta}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{\pi}{3 \tan \theta}\right)}} \right] \cos \theta$$

Esta ecuación puede resolverse para el valor crítico $\alpha = \alpha_C$ con valores

conocidos de x y θ . Si $\alpha \geq \alpha_C$ $I_{L1} = 0$. En la FIGURA 3.18 se muestra

la gráfica de la razón de voltajes x en función del ángulo de la impedancia de carga. El ángulo de carga RL $\theta \neq \frac{\pi}{2}$.

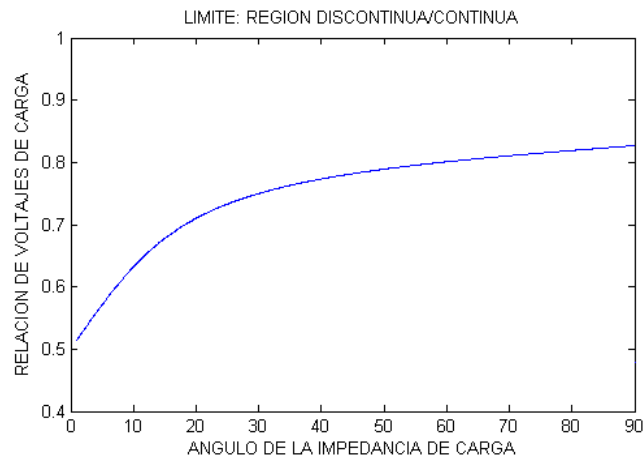


FIGURA 3.18.- VOLTAJE DE CARGA NORMALIZADO VS. IMPEDANCIA DE CARGA PARA RECTIFICADORES TRIFÁSICOS ($\alpha = 30^\circ$)

3.2.3.3. CARACTERÍSTICAS CON MOTOR DC

- Los devanados del secundario o primario del transformador alimentador deberían conectarse en DELTA, de forma que las armónicas de 3er orden o de secuencia cero de la corriente de magnetización puedan fluir.
- Este sistema puede operar con corriente discontinua, pero tal operación está confinada a un estrecho rango de ángulo de disparo aún cuando la inductancia de armadura del motor es baja.
- El rectificador trifásico puede operar como *inversor* en el cuarto cuadrante. Cuando $\alpha > \frac{\pi}{2}$ el voltaje promedio es menor que 0.

- Cada tiristor conduce en intervalo de $\frac{2\pi}{3}$ rad.
- Si α se incrementa a π en operación con corriente continua, el intervalo de apagado y bloqueo directo de los tiristores desaparece. Por lo tanto, el rango $\pi < \alpha < \frac{7\pi}{6}$ es permisible sólo para corriente discontinua. En la práctica, sin embargo, nunca es necesario usar valores tan altos de α .
- Se obtiene operación satisfactoria del sistema cuando α está en el rango $0 < \alpha < \pi - \omega t_{off} - \mu$ rad.

Para expresar el voltaje promedio de armadura como función de α , si

$$v_{ab} = \sqrt{2}V \sin \omega t \quad \text{entonces} \quad \bar{v}_t = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} v_{ab} d\omega t = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha \quad \text{V.}$$

Cuando $\alpha = 0$, el voltaje promedio es 1.35V, y esta es la relación para un rectificador de diodos. El promedio de corriente de armadura está

$$\text{dado por } \bar{i}_a = \frac{\bar{v}_t - k\Phi\Omega_m}{R_a} \quad \text{A, el torque promedio es } \bar{T} = k\Phi\bar{i}_a \quad \text{y}$$

también $E_a = k\Phi\Omega_m = \bar{v}_t - R_a\bar{i}_a$. De estas ecuaciones,

$$\Omega_m = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi k\Phi} \cos \alpha - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} \bar{T} \quad \text{rad/s. Las características de Velocidad}$$

vs. Torque promedio son similares a aquellas para el caso monofásico, de igual forma sucede con las curvas de Velocidad – Torque.

La ecuación de corriente

$$i_a = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\omega t - \theta) - \frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} + \left[\frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \theta) \right] e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \theta}}$$

y la expresión trascendental $i_a(\beta) = 0$ pueden aplicarse para

operación con corriente discontinua, reemplazando α por $\alpha + \frac{\pi}{3}$ en

ambas ecuaciones, y para la condición de frontera $\alpha + \frac{2\pi}{3}$. Los puntos

en el eje Ω_m para $\bar{T} = 0$ pueden ser obtenidos de

$$\hat{v}_t = \sqrt{2}V \quad 0 < \alpha < \frac{\pi}{6} \text{ rad}$$

$$\hat{v}_t = \sqrt{2}V \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \quad \frac{\pi}{6} < \alpha < \pi \text{ rad}$$

$$\Omega_m = \frac{\hat{v}_t}{k\Phi} \text{ rad/s}$$

La gráfica Velocidad – Torque muestra que para un amplio rango de operación normal la corriente es continua, en contraste con la respectiva gráfica monofásica.

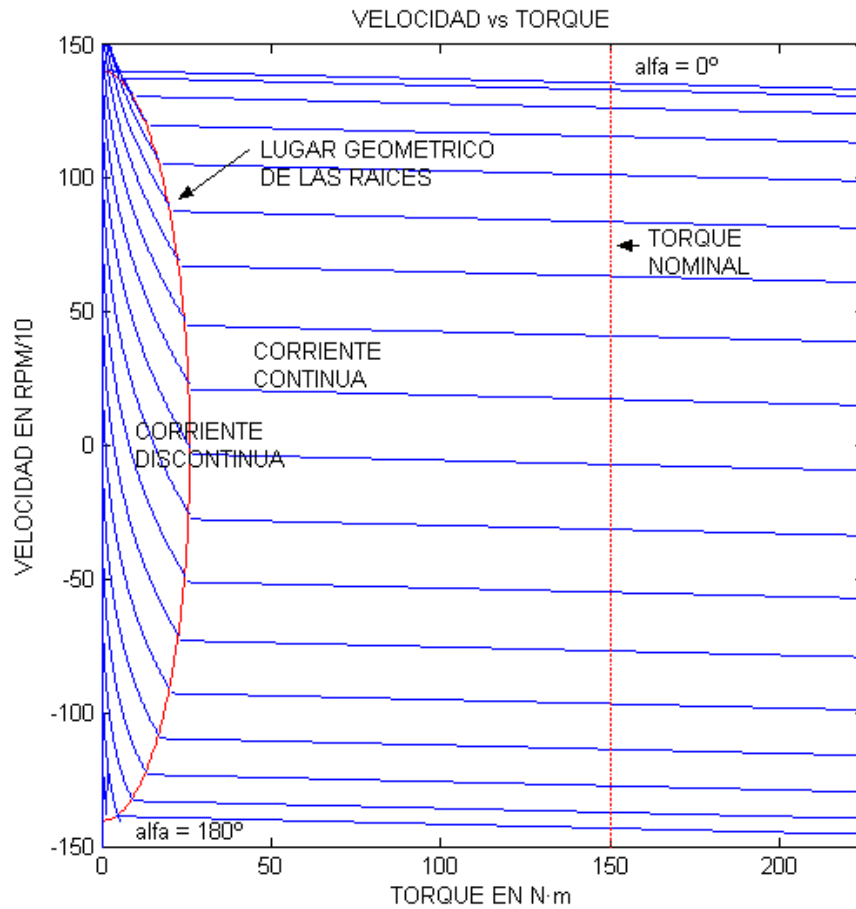


FIGURA 3.19.- CARACTERÍSTICA VELOCIDAD VS TORQUE PARA RECTIFICADOR TRIFÁSICO

3.2.4. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS CON DIODO DE PASO LIBRE Y MOTOR COMO CARGA

La operación de este circuito se confina al primer cuadrante. Algunas características principales son:

- El rango de control es $0 < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ rad.

- Siempre $v_D = -v_t$. Si la corriente es continua y $v_t > 0$, el diodo de paso libre no trabajará. Esto se cumple si $\alpha < \frac{\pi}{3}$ y $\bar{v}_t = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha$ V.

- Si $\alpha > \frac{\pi}{3}$, entonces $v_D = -v_t = 0$ para el intervalo $\pi < \omega t < \alpha + \frac{2\pi}{3}$ y habrá corriente a través del diodo de paso libre;

$$\bar{v}_t = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] \text{ V en } \frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3} \text{ rad.}$$

- Análogamente al caso anterior, $\Omega_m = \frac{\bar{v}_t}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} \bar{T}$ rad/s.

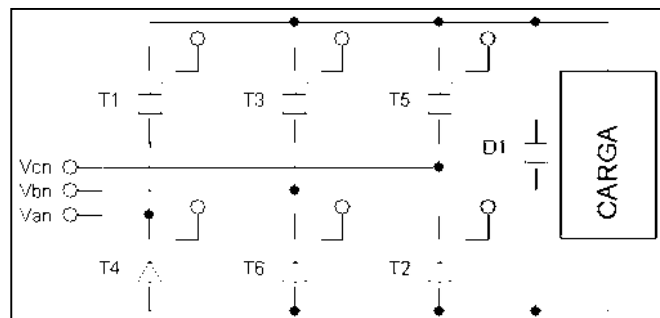


FIGURA 3.20.- RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON DIODO DE PASO LIBRE

Al igual que en casos anteriores se puede hallar la relación Velocidad – Torque, para lo cual es necesario conocer el límite de continuidad de corriente el cual se cumple cuando la corriente del diodo de paso libre se haya anulado antes de $\omega t = \alpha + \frac{2\pi}{3}$. Un procedimiento similar al

caso monofásico nos da la ecuación trascendental $I_{a\pi} - I_{a\pi b} = 0$

$$\frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin \theta - \frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} e^{\frac{\alpha-\pi}{3 \tan \theta}} + \left[\frac{k\Phi\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \theta\right) \right] e^{\frac{\alpha-2\pi}{3 \tan \theta}} = 0$$

Para un valor dado de α , Ω_m puede ser calculado con esta ecuación y el

punto de discontinuidad resulta $\Omega_m = \frac{\bar{v}_t}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} \bar{T}$. Los puntos sobre

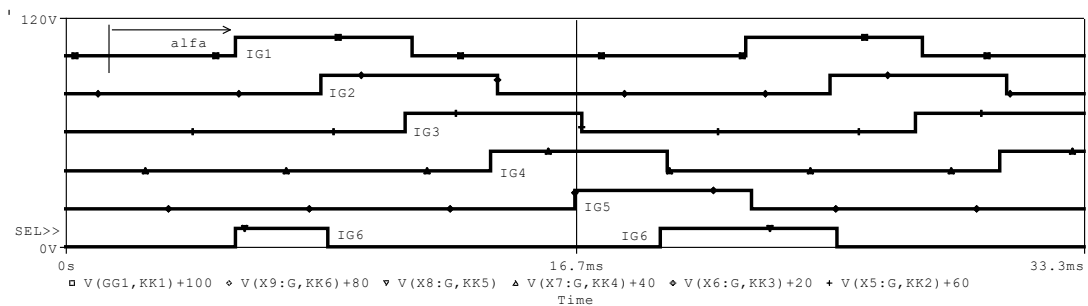
el eje Ω_m para $\bar{T} = 0$ se obtiene con

$$\hat{v}_t = \sqrt{2}V \quad 0 < \alpha < \frac{\pi}{6} \text{ rad}$$

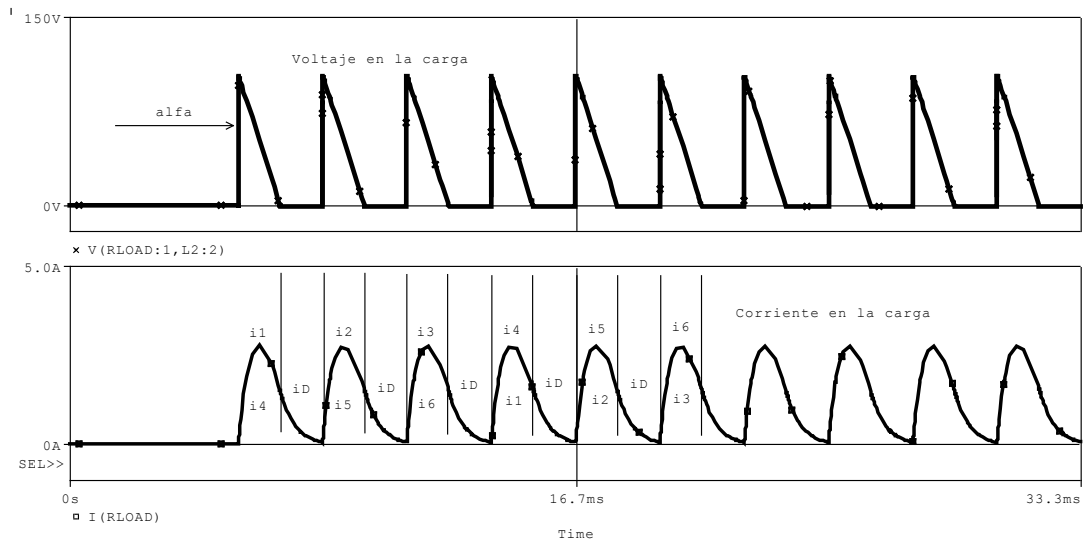
$$\hat{v}_t = \sqrt{2}V \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \quad \frac{\pi}{6} < \alpha < \frac{2\pi}{3} \text{ rad}$$

$$\Omega_m = \frac{\hat{v}_t}{k\Phi} \text{ rad/s}$$

El área del 1er cuadrante en la cual hay corriente discontinua es más pequeña, pero el punto de discontinuidad de torque que ocurre a un 1/3 de la velocidad nominal aproximadamente es apenas reducido. Sin embargo, esta reducción a bajas velocidades favorece la característica Velocidad – Torque de muchos tipos de carga y resulta en operación a corriente continua sobre el rango de velocidad completo.



(a)



(b)

FIGURA 3.21.- FORMAS DE ONDA DE RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON DIODO DE PASO LIBRE

3.2.5. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS CON OPERACIÓN EN CUATRO CUADRANTES

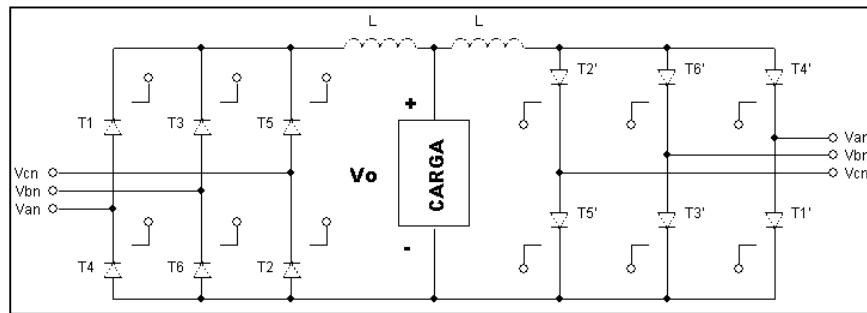


FIGURA 3.22.- RECTIFICADOR TRIFÁSICO DUAL

La disposición de los convertidores es similar al caso monofásico. Se conectan dos convertidores trifásicos completos *espalda con espalda*, como se ve en la FIGURA 3.22 para obtener operación en cuatro cuadrantes. Anteriormente se observó que debido a las diferencias de

voltajes instantáneos en los voltajes de salida de las partes, se producía una corriente circulante normalmente limitada por un reactor inductivo L_r . Los convertidores se controlan de manera que el primero dispare sus tiristores a un ángulo α_1 y el segundo lo haga a un ángulo $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$. Si v_1 y v_2 son los voltajes de salida de los convertidores 1 y 2 respectivamente, el voltaje instantáneo a través del reactor inductivo durante $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$ es

$$v_r = v_1 + v_2 = v_{ab} + v_{bc} = 3\sqrt{2}V \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

Obteniendo como resultado una corriente circulante

$$i_r(t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\pi/6 + \alpha_1}^{\omega t} v_r d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}V}{\omega L_r} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin \alpha_1 \right]$$

La corriente circulante se vuelve máxima cuando $\omega t = 2\pi/3$ y $\alpha_1 = 0$. En la práctica, los reactores utilizados funcionan en zona de saturación y existen configuraciones mejores. En ciertos casos, la corriente circulante suele durar períodos prolongados como se observa en la FIGURA 3.23. Este convertidor proporciona una respuesta dinámica rápida en propulsores de velocidad.

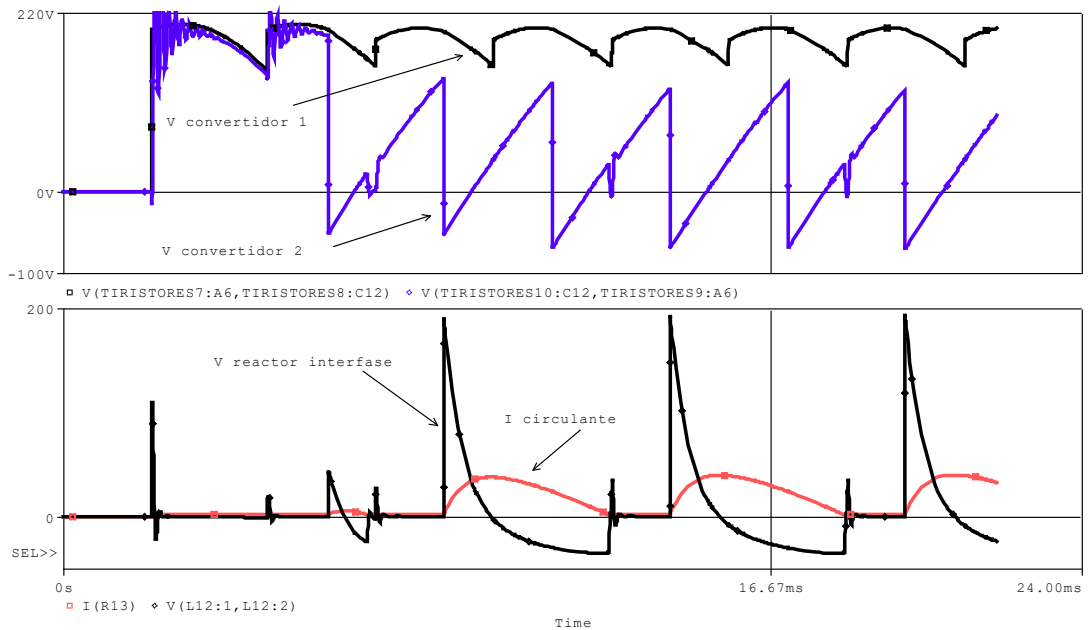


FIGURA 3.23.- FORMAS DE ONDA DE RECTIFICADOR TRIFÁSICO DUAL CON CORRIENTE CIRCULANTE PROLONGADA

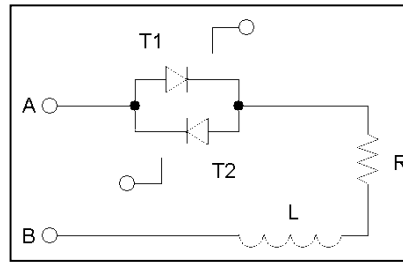
3.3. CONVERTIDORES AC/AC

3.3.1. PRINCIPIO DE OPERACIÓN

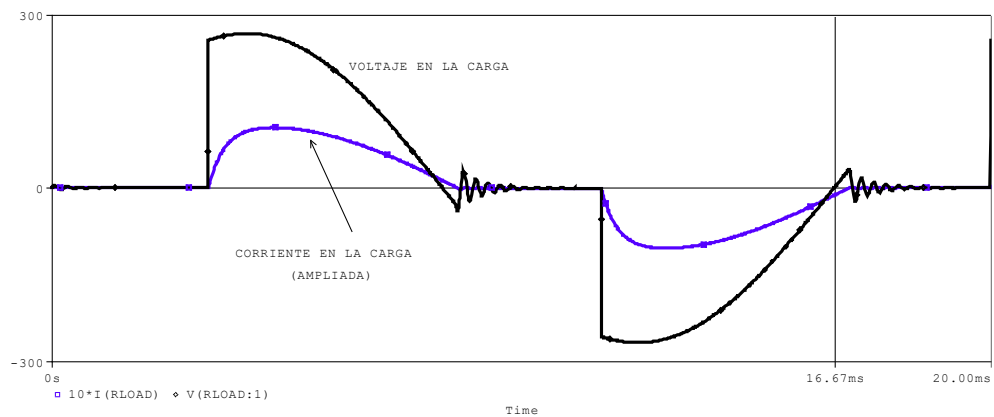
Existen dos tipos de convertidores AC/AC: los que entregan potencia a la misma frecuencia de alimentación y lo que la entregan a distinta frecuencia. Aquellos que entregan potencia a la misma frecuencia rectifican tanto el semiciclo positivo como el negativo. Un convertidor AC/AC monofásico con carga RL se muestra en la FIGURA 3.24. El

voltaje RMS de salida es $V_{RMS} = \sqrt{2}V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\text{sen}2\alpha}{2} - \frac{\text{sen}2\beta}{2} \right)}$, β

se obtiene de $\sin(\beta - \theta) = \sin(\alpha - \theta)e^{(R/L)(\alpha - \beta)/\omega}$, $\theta = \tan^{-1}(\omega L / R)$.



(a) CIRCUITO



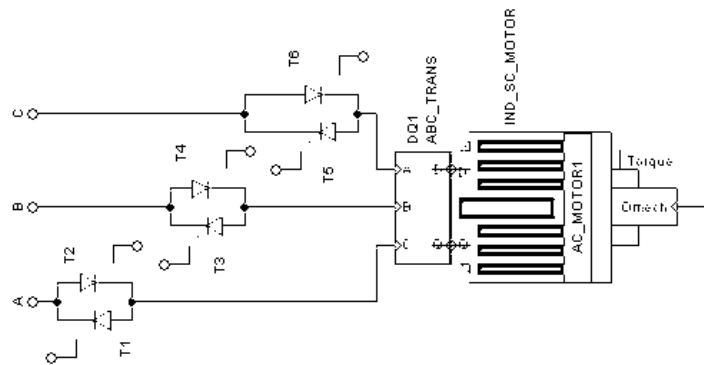
(b) FORMAS DE ONDA TÍPICAS

FIGURA 3.24.- CONVERTIDOR AC/AC MONOFÁSICO

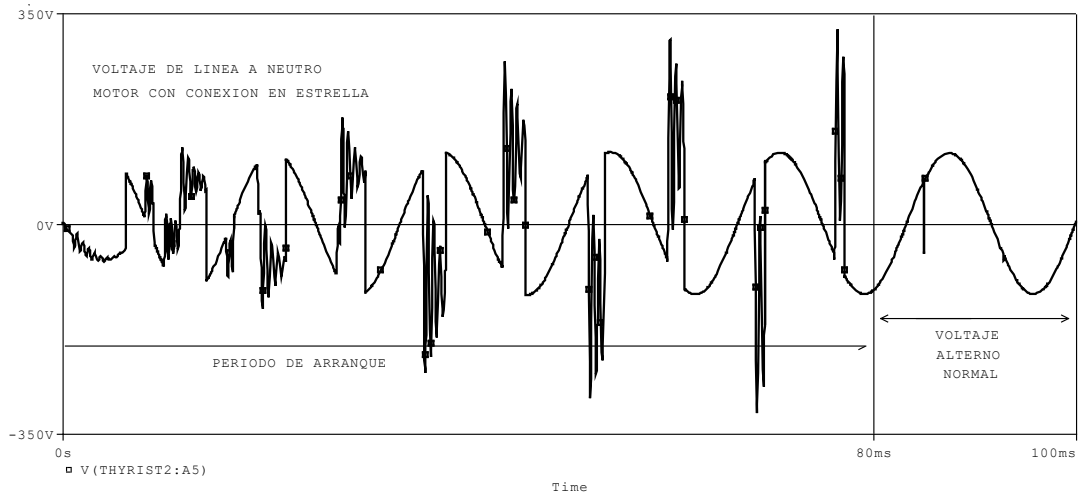
3.3.2. CONVERTIDOR AC/AC TRIFÁSICO COMO ARRANCADOR SUAVE

El convertidor AC/AC trifásico utiliza tres convertidores monofásicos. El control de disparo de tiristores utilizado en el rectificador trifásico bien puede usarse para este convertidor AC/AC trifásico. La configuración de carga más simple es la estrella. Es posible utilizar este circuito para arrancar motores de inducción jaula de ardilla. De hecho, los arrancadores suaves utilizan este principio con el cual se logra que la corriente de arranque sea adecuada. En el equipo MAWDLEYS es

posible arrancar motores pequeños (hasta 1.2 HP/120V) configurando un convertidor AC/AC trifásico a lazo abierto, y disminuyendo el voltaje de referencia desde su valor máximo hacia el mínimo en un adecuado giro manual temporizado en dirección opuesta a las manecillas del reloj. El tiempo de giro que el usuario decida hacer será análogo a la rampa de arranque que se programa en los arrancadores suaves.



(a) CIRCUITO



(b) FORMAS DE ONDA

FIGURA 3.25.- ARRANCADOR SUAVE (CASO DIDÁCTICO)

INGENIERÍA INVERSA Y REPARACIÓN

COMPLETA DEL EQUIPO

4.1 OBTENCIÓN DE PLANOS ELECTRÓNICOS Y ELÉCTRICOS

Para empezar a realizar la reparación completa del equipo MAWDLEYS, era necesario estudiar los planos eléctricos y electrónicos. Sin embargo, después de no encontrar registro de tales planos, se decidió obtenerlos por méritos propios, empezando por la tarjeta electrónica de control DC 2554. La tarjeta DC 2554 tiene 35 x 42cm, medidas bastante grandes en relación con tarjetas modernas. Esto permitió que el seguimiento de las pistas, aunque a doble *layout*, sea relativamente sencillo. Los elementos se encuentran organizados holgadamente,

es posible incluso reconocer sus valores. En determinadas ocasiones fue necesario utilizar mejores fuentes de luz para visualizar el recorrido de ciertas pistas que no eran reconocibles a simple vista. Sin embargo, el trabajo se dificultaba a medida que se encontraban espacios vacíos de elementos removidos. Gracias a la existencia de una descripción de tres páginas perteneciente al incompleto manual de prácticas del equipo MAWDLEYS hallado en el Laboratorio de Electrónica de Potencia, pudo determinarse globalmente el funcionamiento de algunos segmentos de la tarjeta y sus salidas. Esto ayudó a relacionar las configuraciones que se iban develando con sus similares existentes en los libros. Concluido el trabajo, podemos mencionar algunas características de la tarjeta controladora:

- Se pueden agregar circuitos adicionales que realicen las funciones de otras tarjetas del equipo. Esta es la razón de su tamaño.
- Existe una clara organización de los elementos, por lo que a simple vista se pueden definir los circuitos controladores de cada fase.
- Las pistas poseen un grosor considerablemente mayor que aquellas de las tarjetas actuales, aún cuando la corriente total manejada no es superior a 1.8 amperios. Este criterio es muy conservador en este sentido.
- El diseño electrónico también es conservador debido al uso de elementos cuyas características nominales son sobredimensionadas. Por ejemplo, las resistencias en su mayoría son de $\frac{1}{2}$ W, pudiendo reemplazarse por $\frac{1}{4}$ W. Sin embargo, esto es comprensible dado el hecho que el diseño data de la década del 70.

- Es meritorio reconocer que una de las características más importantes de la tarjeta es su durabilidad. Los elementos originales parecen haber sido escogidos inclusive cuidando de que no sufran daños por algún imprevisto, por ejemplo, roces que podrían torcer condensadores normales de comercialización actual.

Los planos electrónicos de la tarjeta DC 2554 se encuentran en el ANEXO A. Los circuitos integrados originales pertenecían a la familia lógica MHTL de Motorola® para aplicaciones industriales, soportaban condiciones de ruido y alta temperatura y se polarizaban a +15V. Esta familia de integrados era algo similar a la actual familia CMOS. En los planos realizados se utiliza lógica CMOS dado que la familia MHTL ya no es fabricada y su comercialización es nula. Estos reemplazos tienen funcionamiento casi idéntico al original aunque la correspondencia de pines no sea igual. Por esta razón se realizaron adaptaciones para utilizar los zócalos originales (ver apartado 4.3). Posteriormente se procedió a obtener los diagramas de las otras tarjetas electrónicas del equipo. Se pudo comprobar el estado casi intacto de estas tarjetas. Sus características son similares a las de la tarjeta controladora.

Finalmente, restaba obtener un plano eléctrico completo. Las unidades que conforman el sistema eléctrico están claramente definidas y gracias al ordenado cableado y a su nomenclatura de marquillas se pudo ir construyendo las

conexiones entre éstas y el sistema electrónico, los semiconductores de potencia y los paneles frontales de conexión. El método más utilizado en el reconocimiento de conexiones fue la continuidad utilizando multímetro.

4.2 ANÁLISIS DE ESQUEMÁTICOS VÍA SIMULACIÓN

Como se mencionó en el apartado 4.1, algunas páginas del manual del equipo MAWDLEYS ayudaron a comprender el funcionamiento global de la electrónica de la tarjeta DC 2554. Este funcionamiento debía ser comprobado de alguna manera previa cualquier reparación. Habiendo finalizado la obtención de los planos completos se puede acotar lo siguiente:

- Dada la simplicidad de las unidades eléctricas y su configuración, es de poca utilidad simular este conjunto si por simple inspección y con adecuadas precauciones puede ponerse en marcha el sistema eléctrico para comprobar que los voltajes obtenidos son los apropiados.
- Es necesario antes de empezar a hacer las pruebas a las tarjetas electrónicas, verificar su funcionamiento en un simulador potente de grandes prestaciones como el Orcad[®] PSpice 9.0. Luego de verificar su correcta puesta en marcha por simulador, es totalmente probable que funcione sobre la tarjeta real. Esto es imprescindible hacer con todas las tarjetas electrónicas.
- Debido a que el control está ligado con los elementos controlados, es menester también que el sistema electrónico sea simulado con los semiconductores de potencia en las diferentes configuraciones de convertidor que puedan

realizarse en el equipo. En la medida de lo posible sería conveniente estudiar el comportamiento del motor DC con lazos de control realimentados.

Estas acotaciones presentan retos a cualquier estudiante de pre-grado y debe realizarse mucho análisis para que las simulaciones arrojen resultados correctos. De no seguirse esta recomendación, se obtendrían resultados engañosos, aún cuando parezca simple armar cualquier circuito y correr el simulador.

La tarjeta DC 2554 fue la primera en simularse en Orcad® PSpice 9.0. Los elementos genéricos como resistencias y condensadores no incluyen comportamientos reales como impedancias internas, saturaciones, límites de potencia, etc., sin embargo son suficientes para iniciar un estudio preliminar. Los transistores de la tarjeta original son perfectamente reemplazables con genéricos más utilizados. El primer tropiezo fue el modelo del PUT, inexistente en las librerías del simulador. El fabricante ON SEMICONDUCTOR (www.onsemiconductor.com) provee modelos de los PUT 2N6028 y 2N6027 en un archivo 2N6027.LIB para PSPICE, el cual se utilizó. Habiendo realizado los pasos necesarios para incluir la librería en el simulador se comprobó su buen funcionamiento. Algunos valores de condensadores y resistencias no estaban identificados con exactitud pero con ayuda del manual del MAWDLEYS y algo de intuición pudieron determinarse en poco tiempo. Los circuitos integrados MHTL inexistentes ya desde hace una década fueron reemplazados con

equivalentes CMOS de la serie CD40XXB. Habiendo obtenido resultados favorables en cada sección de la tarjeta, se procedió a simularla casi completa, sin usar los controladores PI. El esquemático y sus resultados fueron correctos, los pulsos de disparo se generaban apropiadamente. Este procedimiento se siguió con las otras tarjetas electrónicas, no hubo necesidad de buscar ningún modelo de elemento en especial. Los resultados también fueron favorables. Todos los esquemáticos, archivos, librerías, símbolos y otros están a la orden del lector en el CD que acompaña esta tesis. Se han incluido figuras sólo de los resultados más relevantes a través de esta tesis.

Los semiconductores de potencia utilizados en el equipo MAWDLEYS no son comerciables en nuestro país. Inclusive no existían en la librería del simulador. Utilizando las propiedades del SCR expuestas en el apartado 1.1, haciendo analogía con los modelos existentes y tomando en consideración las especificaciones técnicas dadas por el fabricante IXYS de un SCR idéntico CS8-12IO2, pudo construirse un modelo bastante aproximado que simule su comportamiento. De la misma manera se procedió con el diodo de potencia, cuyo modelo es bastante aproximado al MUR860 existente en la librería del simulador. Habiendo construido y habilitado estos modelos, se dio paso a simularlos con la tarjeta DC 2554. Se redujeron los circuitos en bloques funcionales para disminuir su tamaño y facilitar las conexiones. Gracias a que el simulador maneja gráficos, se realizaron representaciones similares al panel frontal de conexiones. Tomando

en consideración algunas especificaciones técnicas y previendo soluciones a algunos inconvenientes, el resultado que arrojó el simulador para este sistema fue exitoso.

El próximo paso era realizar las configuraciones posibles del equipo. En principio resultó relativamente sencillo construir los esquemáticos y simularlos. Sin embargo se presentó la necesidad de contar con un modelo eléctrico – mecánico de motor DC y un modelo de motor AC de inducción jaula de ardilla apropiado para la configuración de convertidor AC/AC y arrancador suave. Utilizando la bibliografía adecuada, especificaciones técnicas de los motores MAWDLEYS y aplicando conocimientos básicos de maquinaria eléctrica, pudo construirse un modelo bastante aproximado de motor DC de excitación separada. Este motor incluye observación de $FCEM$, torque, velocidad y puede agregarse carga mediante constantes. Una constante negativa significa operación normal, mientras que constantes positivas significan que la máquina está conectada a un primo-motor o a una carga inercial con suficiente energía rotacional que favorezca el sentido de rotación.

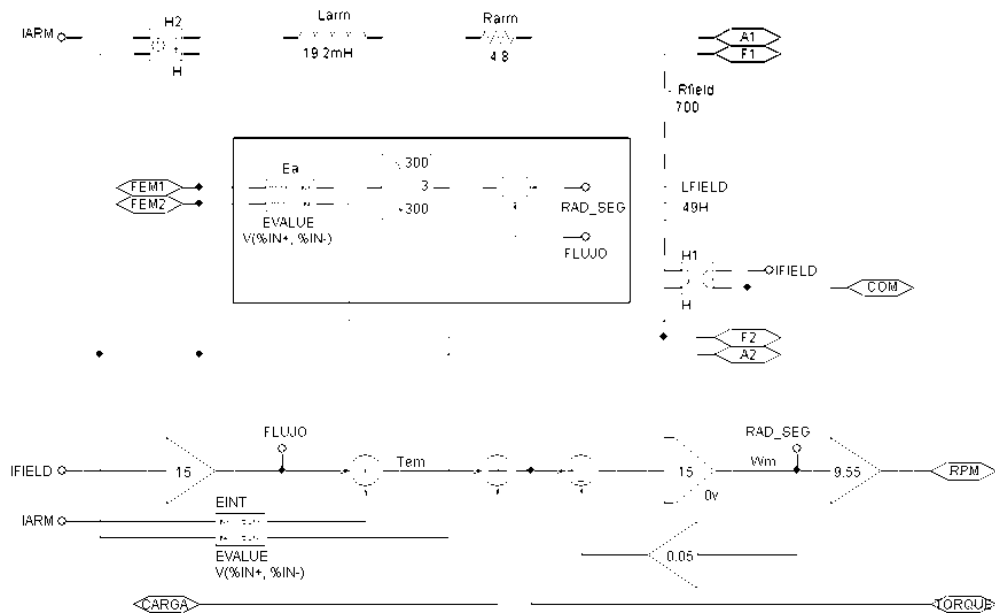


FIGURA 4.1.- MODELO DE MOTOR DC DE EXCITACIÓN SEPARADA

El modelo del motor AC trifásico jaula de ardilla fue realizado casi enteramente con ayuda del Capítulo 34 del **POWER ELECTRONICS HANDBOOK**, ‘*Computer Simulation of Power Electronics and Motor Drives*’, ACADEMIS PRESS, 2001, ítem 34.4.- ‘*Simulations of Power Electronic Circuits and Electric Machines*’. Este apartado expone de manera didáctica la construcción de un modelo de motor AC *bifásico* jaula de ardilla con aproximación lineal, utilizando las transformaciones 3 a 2 ejes ($U-V-W$ a $D-Q$) como interfaz entre el circuito de alimentador y el equivalente *bifásico*. Este modelo funcionó correctamente ubicando valores apropiados de resistencias, reactancias y otros de un motor pequeño TERCO de 1.5 HP, 1750RPM con corriente en vacío = 34% de la corriente nominal. El modelo en simulador posee pin de observación de velocidad, torque y puede incluirse carga inercial solamente mediante un resistor apropiadamente escogido.

Los resultados de los motores simulados fueron favorables, y su comportamiento a cambios de carga o arranques fue bastante aproximado a la realidad. Sin embargo, debido a la gran cantidad de componentes, sub-circuitos y la extensión de los esquemáticos construidos, las iteraciones del simulador eran bastantes lentas y se necesitaba mucho tiempo para observar un período completo de $16.67ms$, además los archivos de simulación eran muy pesados ($\sim 250MB$). En el estudio de motores es necesario observar transientes que duran varios cientos de milisegundos; el sistema completo simulado tardaría un par de horas en arrojar un resultado en computadores convencionales. Por esta razón se decidió modelar un controlador que arroje los mismos resultados que el original, basándose en principios similares y utilizando pocos componentes matemáticos ideales que tardasen mucho menos tiempo que un circuito completo real. Se realizó con éxito este controlador y los propósitos fueron cumplidos: simulación rápida y archivos livianos ($\sim 10MB$). Se construyeron equivalente de todas las configuraciones de convertidores como segunda opción de simulación.

4.3 REPARACIÓN DE LA TARJETA CONTROLADORA

DC 2554 ORIGINAL

Luego de la obtención de los planos del equipo se procedió a reparar la tarjeta controladora DC 2554, ya que es la principal y se encontraba en estado más

deteriorado que otros elementos. Con ayuda del manual del equipo MAWDLEYS y las simulaciones realizadas, se cayó en cuenta de las fallas que se habían cometido anteriormente al intentar reparar la tarjeta. La falta de elementos como condensadores, resistencias y circuitos integrados, además de pistas en mal estado y elementos parcialmente ennegrecidos hizo prever la mala práctica que se le realizó alguna vez. Comenzando con la fuente de poder, se observó que los voltajes descritos en el manual no coincidían con la nomenclatura de los reguladores soldados. Se retiró un regulador de voltaje de +24V adaptado erróneamente (no era el original) y se colocó uno de +15V como es correcto (LM7815C). Además se completó el circuito con filtros radiales y resistencias faltantes.

Los circuitos sincronizadores de pulsos y variadores de ángulo de disparo carecían de condensadores de acoplamiento. Se procedió a colocarlos y también a reemplazar algunos otros que estaban en mal estado. Algunos transistores fueron reemplazados ya que se encontraban en mal estado. La problemática fuerte que se presentó al reparar la tarjeta DC 2554 fue que los zócalos de todos los circuitos integrados se encontraban vacíos, alguna vez fueron removidos. No se contaba con ninguna información de la época (1978) que diera luces acerca de la familia lógica utilizada. Estudiando las configuraciones de los circuitos integrados y utilizando genéricos en el simulador, se obtuvieron resultados satisfactorios. Todos los integrados podían ser reemplazados por lógica

convencional, con la restricción que debían ser polarizadas a +15V. Utilizando el manual e investigando en Internet, se pudo determinar que la familia lógica original era la HTL, que por sus características de inmunidad contra ruido, protección contra cortocircuitos, etc., era ampliamente utilizada en aplicaciones industriales. Se encontró hojas de especificaciones del fabricante Motorola® con nomenclatura MHTL serie MC6XX. Como en el mercado actual esta familia lógica está extinta, se decidió reemplazar por CMOS serie CD40XX. Los inconvenientes eran las distintas configuraciones constructivas, distintos parámetros como *fan out*, pines, manejos de corriente, etc., a pesar de que podían obtenerse salidas idénticas. La solución más viable fue hacer adaptaciones con pequeñas tarjetas impresas diseñadas de tal forma que los pines de igual función de las compuertas CMOS coincidieran con los pines de los zócalos originales de la tarjeta. El oscilador originalmente utilizaba compuertas NAND; se realizó un reemplazo con un oscilador basado en temporizador 555. Finalmente la reparación había concluido y la tarjeta estaba lista para empezar sus primeras pruebas.

Al momento de energizar la tarjeta para probar su funcionamiento, se tuvo problemas con los transistores PNP amplificadores de pulsos de disparo en la etapa de salida. Estos transistores se quemaban debido al diferente manejo de corriente de los circuitos integrados MHTL que los activaban. Se optó por cambiar a una configuración clásica interruptora con transistor NPN. El problema

fue solucionado y la tarjeta quedó totalmente habilitada al comprobar su buen funcionamiento.

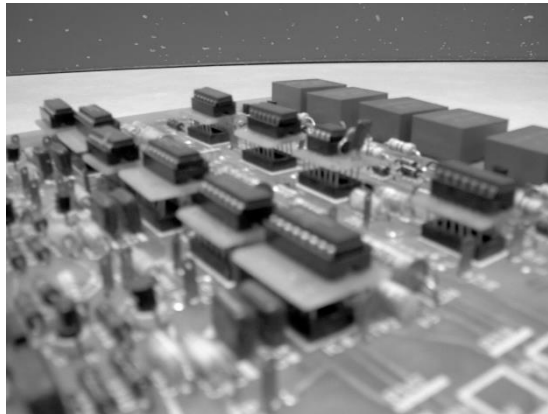
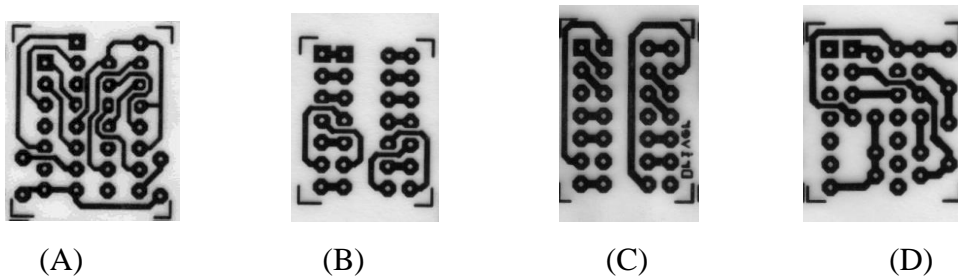


FIGURA 4.2.- REEMPLAZOS DE CIRCUITOS INTEGRADOS



(A)

(B)

(C)

(D)

FIGURA 4.3.- DISEÑOS DE PCBS PARA REEMPLAZOS DE CIRCUITOS INTEGRADOS. (A) MULTIVIBRADOR MONOESTABLE; (B) NAND DE DOS ENTRADAS; (C) AND DE CUATRO ENTRADAS; (D) OSCILADOR

4.4 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE NUEVA TARJETA CONTROLADORA

La tarjeta original ha quedado operativa, sin embargo es necesario tener a mano una segunda opción que sirva de repuesto mientras se habilita la anterior por

cualquier imprevisto. Los propósitos de una tarjeta controladora auxiliar inclusive van más allá de servir de repuesto, podemos citar algunas ventajas:

- Una tarjeta nueva no sólo serviría para controlar el equipo MAWDLEYS, cualquier sistema de rectificación podría ser controlado por esta tarjeta y serviría se sustituto en cualquier convertidor.
- Al tener dos tarjetas controladoras el equipo MAWDLEYS podría ofrecer mayores prestaciones con ayuda de un conjunto similar de semiconductores de potencia, como puede ser el estudio de convertidores duales y ciclo-convertidores. Cabe resaltar que se necesitaría de circuitería adicional para sincronizar sistemas de convertidores estáticos como estos. Aquellos proyectos pueden planearse a futuro si el Laboratorio se propone investigar.

La tarjeta nueva fue diseñada siguiendo el mismo esquemático de la tarjeta original. Sin embargo, el tamaño fue reducido debido a que es recomendable que la manufactura de este tipo de tarjetas no sea mayor a $30 \times 40 \text{ cm}$. Esto mejora tanto la presentación como la reducción de espacios innecesarios. El software escogido para el diseño fue PROTEL Design Explorer v9.9 porque se requería que su fabricación sea profesional, evitando imprecisas técnicas caseras de revelado por exposición. Esto asegura una manufactura que cumple con altos estándares a nivel internacional. La empresa que realizó la tarjeta fue *SMELEKTRONIC S.A.* ubicada en la ciudad de Cuenca. El programa PROTEL Design Explorer v9.9 permite el ingreso del circuito por medio de esquemático, y el diseño de pistas es

cuestión de iteraciones internas del programa. El usuario debe ingresar determinadas especificaciones de fabricación industrial como ancho de pistas, planos de tierra, densidad de pistas por área, etc. Este método resulta bastante beneficioso porque asegura que no haya errores en el momento de la impresión si el esquemático está perfecto. Entre otras ventajas, el software permite realizar bloques y *footprints* de elementos nuevos, por lo que no es necesario pedir las librerías respectivas a los fabricantes (que muchas veces no los tienen), basta con conocer las dimensiones del elemento para dibujarlo en la herramienta CAD del programa. Los pasos seguidos en la elaboración de la tarjeta controladora son:

- Realizar y verificar de esquemático completo.
- Construir componentes inexistentes en librerías del usuario.
- Asociar todos los elementos del esquemático con un *footprint* o componente para el PCB. Cuando se genera el PCB, se organizan los elementos de acuerdo al criterio del usuario. El diseño presenta una distribución de componentes similar a aquella de la tarjeta original.
- Modificar las propiedades constructivas de fabricación.
- Proceder a generar las pistas y los planos de tierra. Luego de esto el diseño estará listo para fabricarse.

Los resultados de esta tarjeta se presentan en el siguiente capítulo. Esta tarjeta tiene impreso la nomenclatura y símbolos de los elementos. Además se incluye

una película protectora para que las pistas se conserven lejos de la corrosión y daños debido al ambiente.

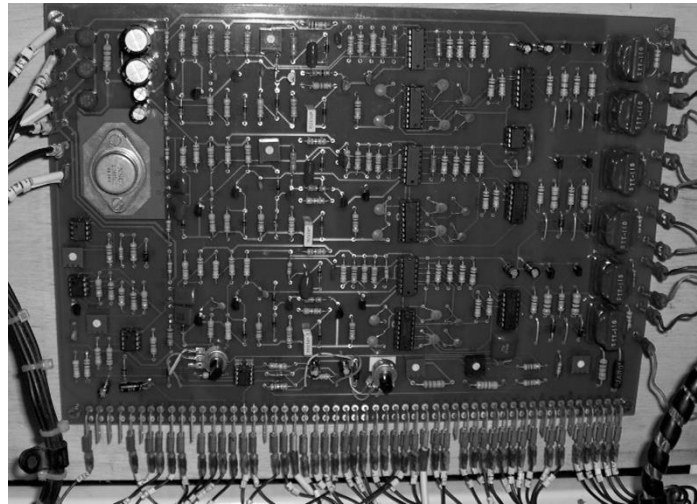


FIGURA 4.4.- TARJETA CONTROLADORA DE REEMPLAZO

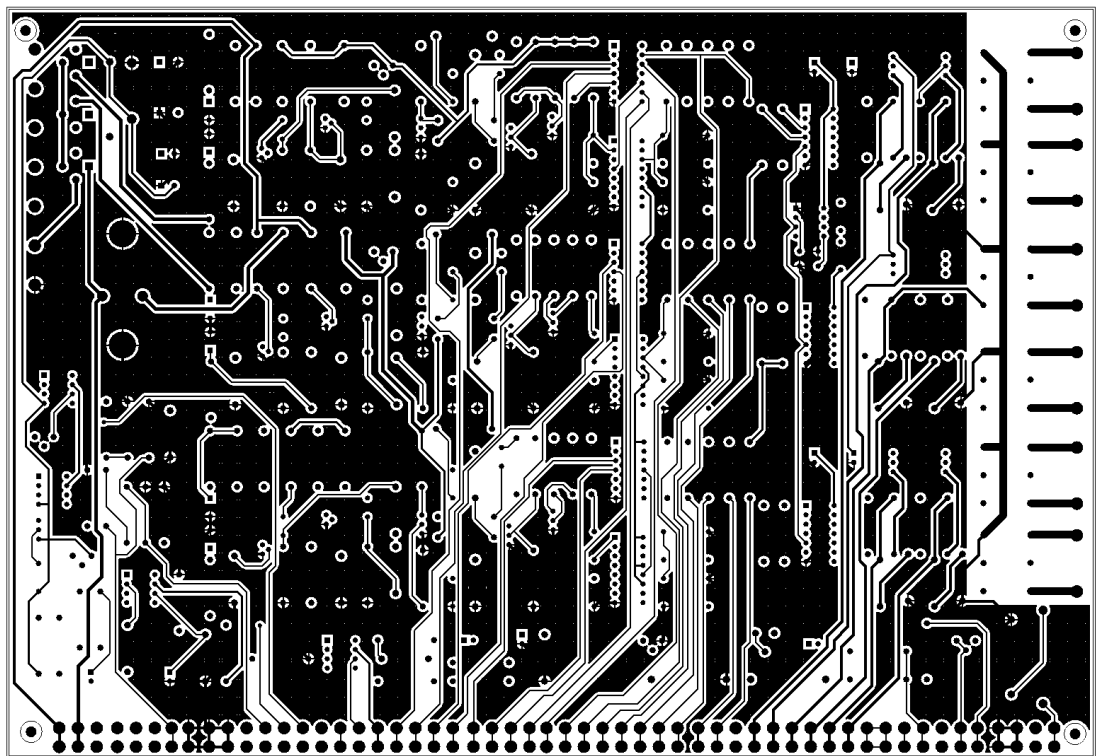
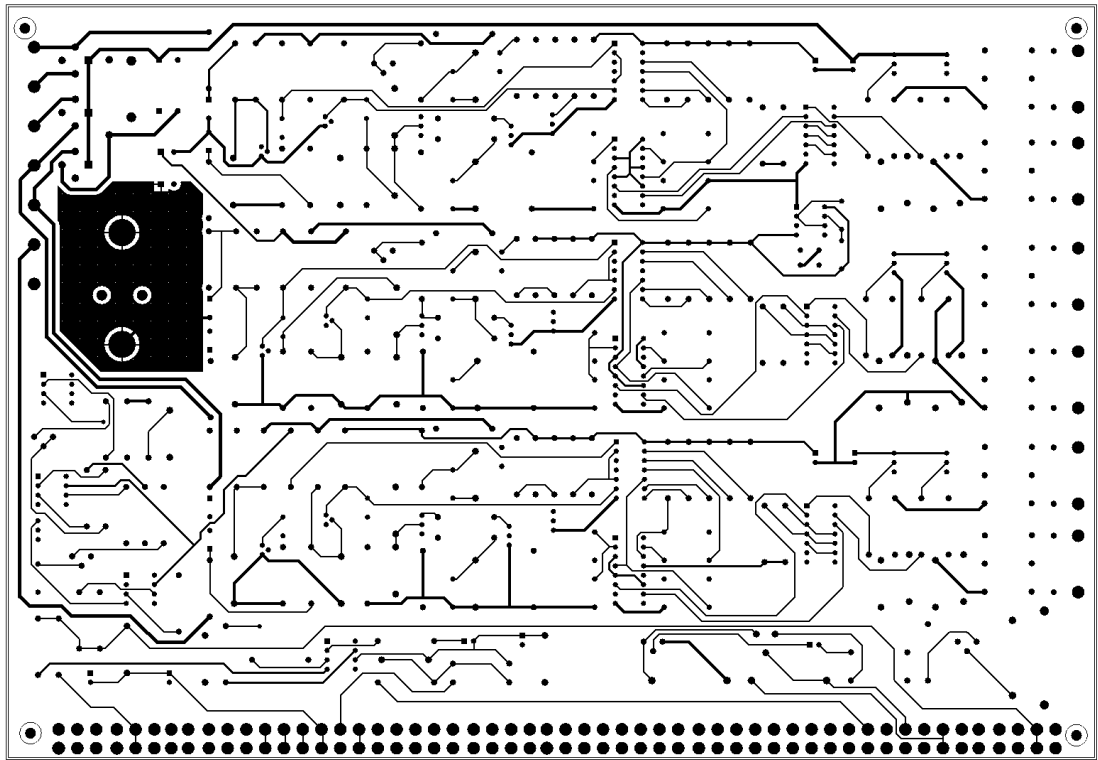


FIGURA 4.5.- DISEÑO PCB DE TARJETA DC 2554 DE REEMPLAZO (REDUCCIÓN)

4.5 MANTENIMIENTO Y REPARACIÓN GENERAL

Como se ha mencionado, el estado en el que se encontró el equipo no era el adecuado. Podemos resumir algunos hechos:

- La tarjeta DC 2554 estaba inoperante.
- El breaker DC de carga se encontraba inoperante. Sus contactos no hacían continuidad al cerrarse el interruptor.
- El compartimiento inferior y superior del equipo estaba muy sucio, lleno de desperdicios diversos y polvo.
- Algunos semiconductores de potencia estaban removidos. Específicamente, 5 SCR, 2 disipadores de calor y 1 resistencia *shunt* habían sido removidas.
- El panel principal de fusibles se encontraba incompleto. Dos fusibles de potencia, cinco fusibles convencionales y tres porta-fusibles no se encontraban en su respectivo sitio.
- Las conexiones de *compuerta* y *cátodo* de cada uno de los SCR se habían puentado internamente con cable UTP común y envuelto con algo de cinta transparente scotch.
- Se observaba que algunas conexiones habían sido removidas y los terminales de algunos cables estaban deteriorados.
- El conector trifásico de alimentación había sido removido.
- El interruptor hexafásico de conexión de líneas de entrada del panel frontal había sido removido y reemplazado con un breaker trifásico común con terminales soldados. Este breaker estaba dañado e inoperante.

- En general, algunos tornillos, pernos y tuercas habían sido removidos, al igual que el indicador de bombilla de neón en el panel frontal inferior.

Al tenerse el equipo más de 4 años en desuso, se habían acumulado muchos desperdicios plásticos, orgánicos y polvo que se tuvo que remover de manera inmediata al comenzar el proyecto. Al parecer, por simple inspección, los intentos de reparación anteriores a éste dejaron un saldo negativo tanto en elementos eléctricos como en circuitería electrónica. Asimismo se removieron todas aquellas conexiones *ilegales* existentes, reordenando de acuerdo a marquillas y nomenclatura.

Se instaló un conector trifásico de alimentación provisional de manera que pudiesen realizarse las pruebas pertinentes. Algunos de los conductores que conectaban el sistema de control con el sistema de fuerza fueron sustraídos o arrancados de manera violenta, al parecer, quedando sin sus terminales metálicos de conexión. Con ayuda de los planos obtenidos se pudo encontrar la manera correcta de reconectar todos estos conductores.

Uno de los problemas enfrentados en este proyecto fue lograr la reparación completa del breaker DC de carga. Luego de haber revisado la tarjeta limitadora de disparo del breaker, se procedió a comprobar su operación en simulador y obtuvimos resultados pertinentes. Ya que no había rastro de ninguna intervención

en su circuito, se energizó dicha tarjeta para verificar su estado. La tarjeta operó normalmente y bastó con remover un relé innecesario y resoldar algunos puntos, sin embargo el breaker continuaba averiado. Se procedió a destaparlo y darle mantenimiento adecuado. Debido a los años de uso del equipo, tuvimos que calibrar la bobina DC de disparo en el interior del breaker para que éste pueda ser disparado a valores adecuados. Como el fin es proteger al equipo, la calibración quedó al límite de corriente máxima de operación.

Otro problema importante radicó en el hecho de que el breaker trifásico encontrado que supe de alimentación de potencia al panel frontal de conexiones no era el adecuado para la realización experimental de todas las configuraciones de convertidor propuestas. El equipo cuenta con 6 líneas de alimentación + neutro en el panel frontal de conexiones; originalmente el equipo pudo utilizar un interruptor de 6 polos dividido en dos secciones trifásicas que encajaba perfectamente en el pequeño orificio existente. En la actualidad es difícil encontrar un interruptor con esas características. Esto conllevó a realizar un orificio lateral para poder habilitar un interruptor trifásico adicional que, junto con aquel que reemplaza el anterior en el orificio existente, pueden habilitar los seis voltajes alternos.

Finalmente, se dio mantenimiento al motor y a su estructura metálica de conexiones. El sistema de rodamientos fue engrasado, se realizó limpieza de

polvo y de derivados de grasa. En el panel de conexiones se reemplazaron las borneras por unas más apropiadas. El taco-generator fue recuperado junto con todas sus piezas para montarlo y acoplarlo al conjunto motor-generator. Éste taco-generator fue sometido a limpieza interior; pruebas experimentales determinaron que se encontraba en buen estado, por lo que no se tuvo que realizar ningún otro procedimiento. Al concluir este apartado, el equipo educacional MAWDLEYS queda en total reparación y modernización, de manera que el resto del presente trabajo se enfocará en presentar los resultados experimentales pertinentes que fundamenten y corroboren las aseveraciones establecidas.

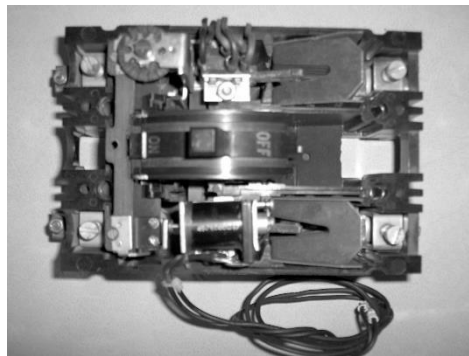


FIGURA 4.6.- REPARACIÓN BREAKER DE CARGA

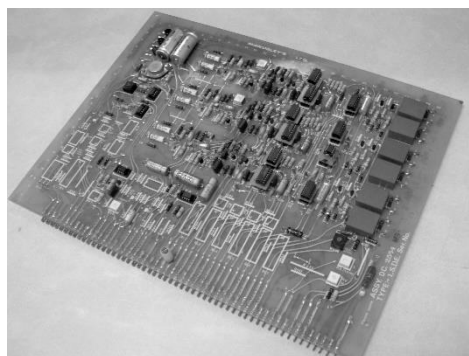


FIGURA 4.7.- TARJETA CONTROLADORA ORIGINAL REPARADA

PRUEBAS EXPERIMENTALES

5.1 RESULTADOS FINALES

A continuación se mostrarán los resultados de la operación del equipo inglés MAWDLEYS con la tarjeta controladora DC 2554 de reemplazo. Se mostrarán las gráficas más relevantes que sustenten la correcta operación y puesta en marcha del variador de velocidad MAWDLEYS junto con el conjunto motor-generador DC.

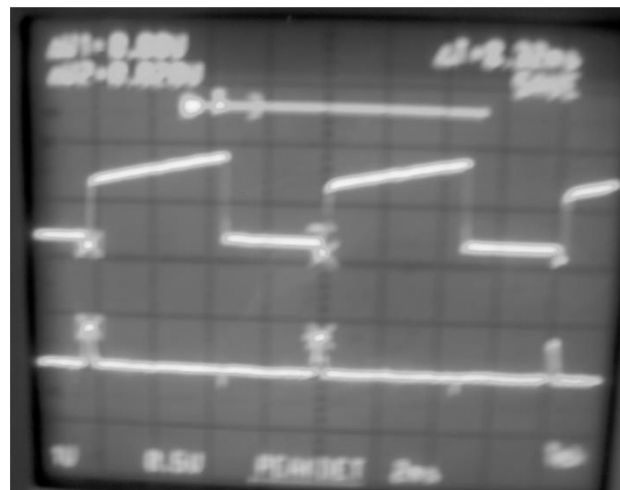
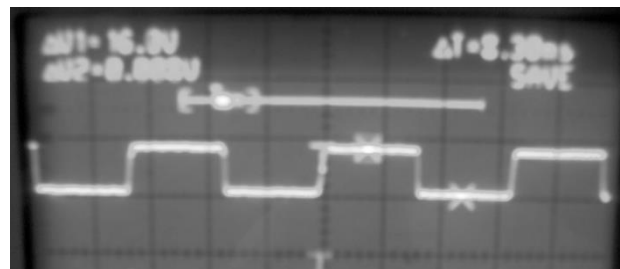
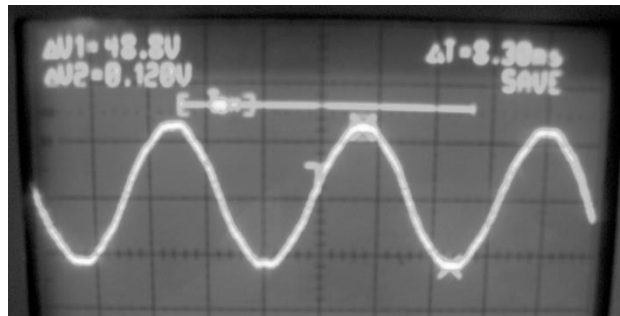


FIGURA 5.1.- Resultados del circuito de sincronismo

- a) Voltaje alterno de entrada
- b) Voltaje en el colector VT1, onda cuadrada
- c) Voltaje en el ánodo del PUT VT25
- d) Voltaje de cruce por cero

Escala horizontal: 5ms/div

Escala vertical: a) 20V/div; b) 20V/div; c) 5V/div; d) 2V/div

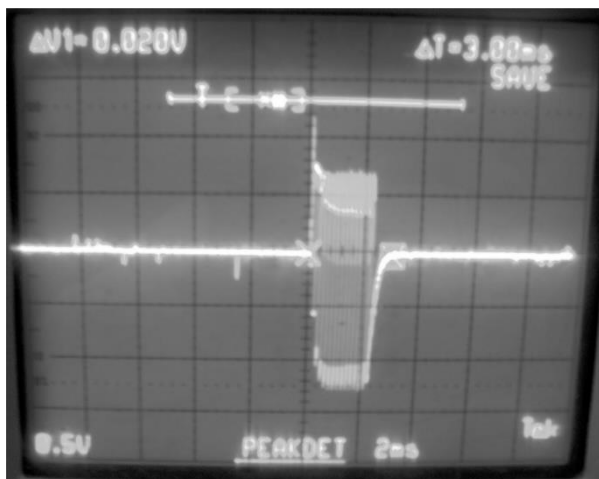
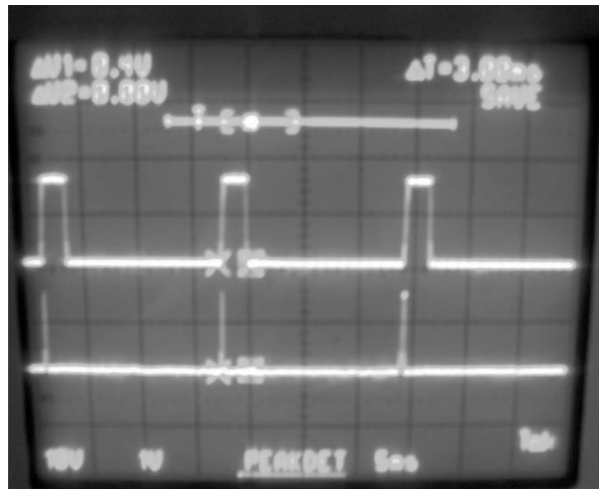


FIGURA 5.2.- Resultados del circuito de disparo

- a) Pulso ensanchado de disparo
- b) Pulso de disparo de SCR
- c) Pulso de encendido ánodo-cátodo de TH1

Escala horizontal: a) 5ms/div, b) 5ms/div, c) 2ms/div

Escala vertical: a) 10V/div; b) 10V/div; c) 2V/div

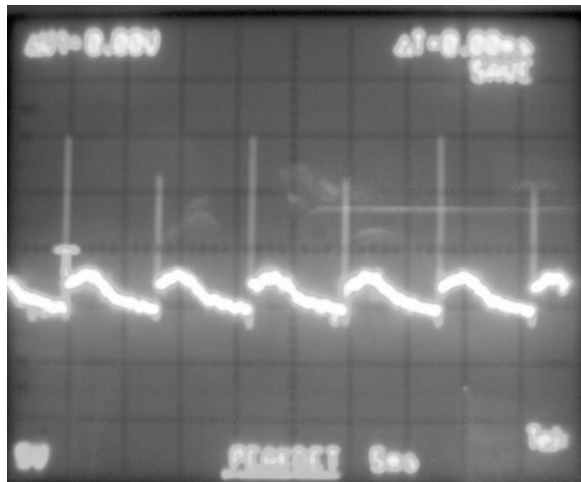
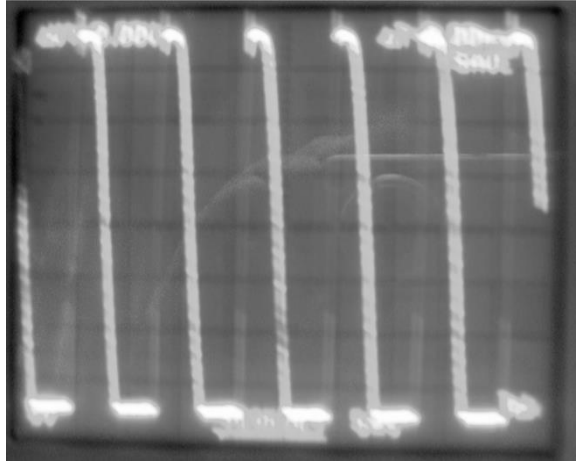


FIGURA 5.3.- Rectificador monofásico de onda completa

- a) Voltaje de armadura a 75°
- b) FCEM del motor MAWDLEYS 41B con carga liviana

Escala horizontal: 5ms/div

Escala vertical: 50V/div

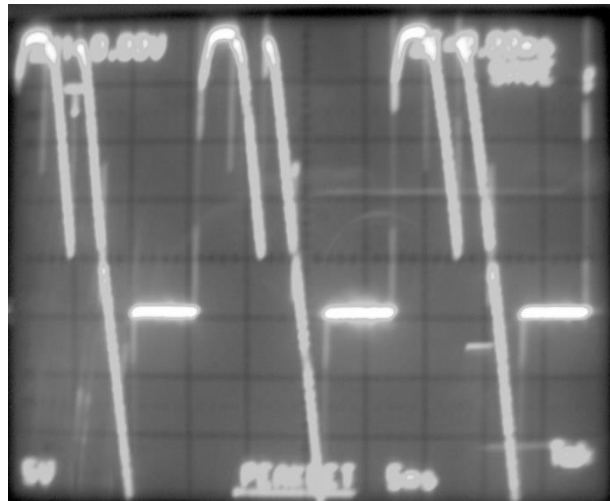
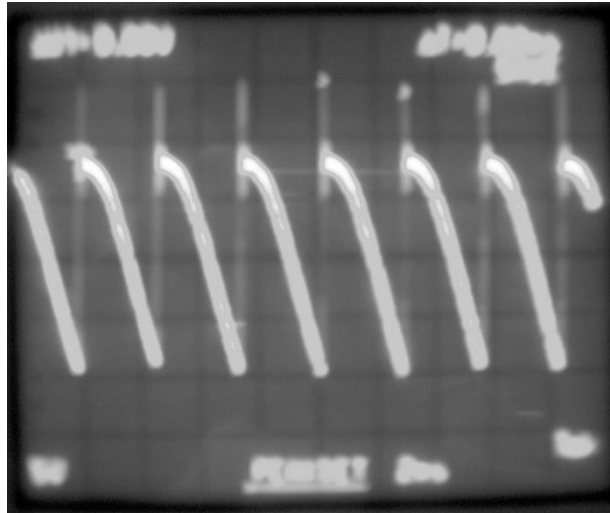


FIGURA 5.4.- Rectificador trifásico de onda completa

- a) Voltaje de armadura a 95°
- b) Voltaje a través del tiristor TH1

Escala horizontal: 2ms/div

Escala vertical: 50V/div

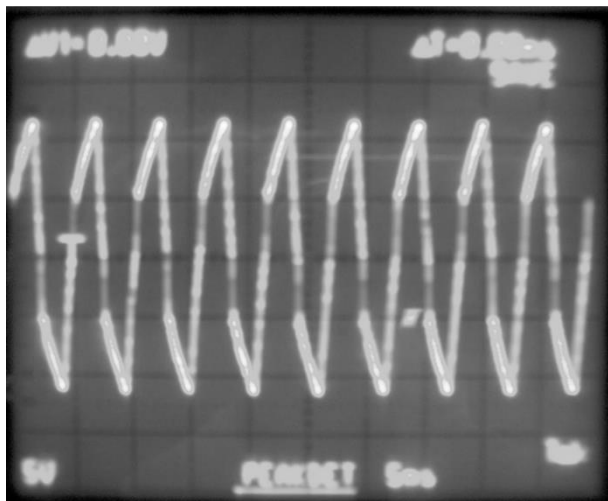


FIGURA 5.5.- Rectificador doble Y con reactor de interfase

- a) Voltaje de armadura a 150° con carga resistiva pura
- b) Voltaje del reactor de interfase (1/2 voltaje)

Escala horizontal: 2ms/div

Escala vertical: 50V/div

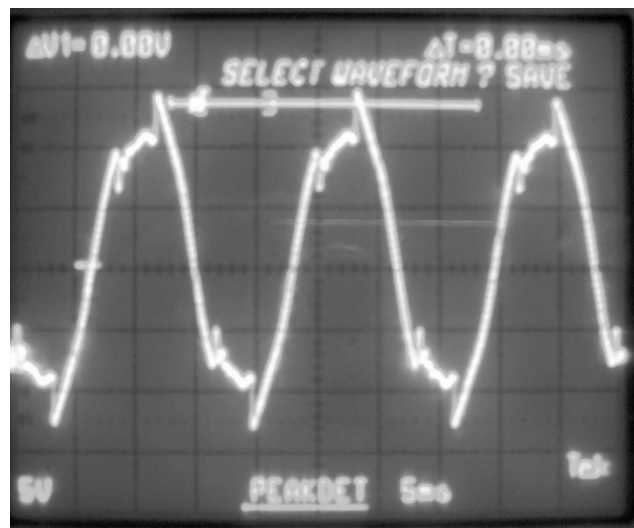
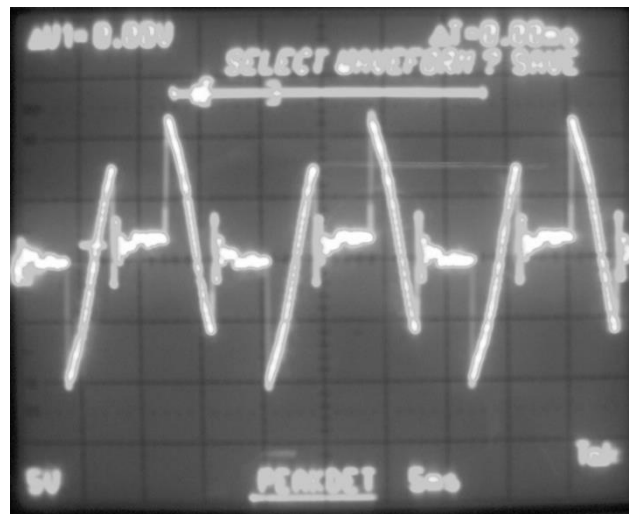


FIGURA 5.6.- Convertidor AC/AC como arrancador suave

- a) Voltaje línea – neutro de la fase A del motor TERCO MV1009 antes de arrancar.
- b) Voltaje línea – neutro de la fase A del motor TERCO MV1009 luego de que arrancó.

Escala horizontal: 5ms/div

Escala vertical: 50V/div

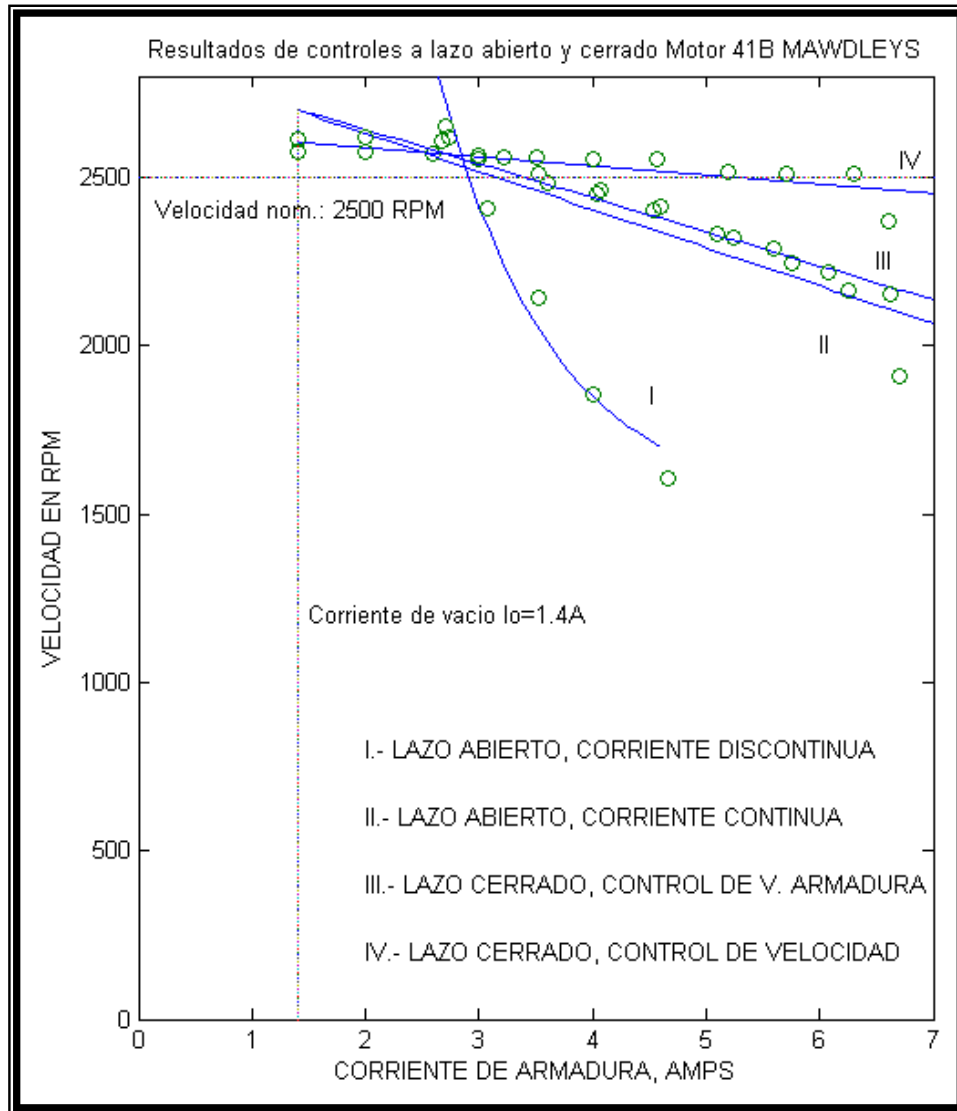


FIGURA 5.7.- Resultados experimentales de los controles a lazo abierto y cerrado del motor 41B MAWDLEYS.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

- 1.** El equipo educacional convertidor de tiristores MAWDLEYS ha sido modernizado y habilitado correctamente. Para asegurar el correcto estado de todos los componentes se realizaron las pruebas pertinentes y se sometió a trabajo continuo, resultando así operación normal por períodos de tiempo prolongados.
- 2.** La utilización de simuladores por computador ha contribuido significativamente a entender la operación de las tarjetas electrónicas del equipo convertidor.
- 3.** La inversión monetaria que requirió el equipo MAWDLEYS para ser modernizado representa un porcentaje pequeño en comparación a si se hubiese adquirido un equipo educacional moderno; actualmente los diseños educacionales permiten funciones específicas un poco limitadas, en tanto que el convertidor MAWDLEYS permite muchas configuraciones prácticas.

4. Se ha respetado el diseño electrónico original. El equipo puede suministrar potencia a cualquier motor DC de características similares a las del conjunto motor-generator MAWDLEYS. Sin embargo, el controlador Proporcional-Integral está configurado de acuerdo a los parámetros del motor MAWDLEYS del conjunto mencionado, no hay acceso externo para cambiar las ganancias controladoras y no debe esperarse que funcione de igual manera en todos los motores debido a sus distintos parámetros eléctricos y mecánicos. Esto tiene la ventaja de no permitir al usuario inexperto usar de forma no apropiada ganancias que pueden hacer funcionar mal el equipo.

5. La electrónica requerida para generar pulsos de disparo a los tiristores y realizar controladores Proporcional-Integral ha sido integrada en una tarjeta compacta, desmontable y relativamente pequeña. Esto ha sido posible gracias a los actuales procesos de manufactura, que permiten usar las superficies al máximo con ayuda de tarjetas a doble pista.

6. La tarjeta DC 2554 de reemplazo puede utilizarse para cebar algún otro conjunto de tiristores que acepte la energía disponible de encendido por tiristor, pudiendo funcionar como tarjeta permanente, de reemplazo o en otras prácticas afines.

7. El contenido de la presente tesis permite al usuario entender el funcionamiento completo del equipo; se acompaña con diagramas, planos, y señales tanto simuladas como fotografías de osciloscopio de manera que sea accesible corregir eventuales desperfectos futuros.

RECOMENDACIONES

1. Cualquier calibración en la tarjeta controladora tiene que ser realizada previo estudio de los capítulos II y III de la presente tesis. Esto pretende asegurar que el usuario entienda el funcionamiento de la electrónica involucrada.
2. Las prácticas deben realizarse de acuerdo a lo establecido en el Manual de prácticas experimentales MAWDLEYS. Una conexión equivocada entre el circuito de fuerza y la tarjeta electrónica puede generar daños.
3. Es recomendable realizar limpiezas periódicas al equipo para no dejar acumular suciedad y polvo en su interior.

ANEXOS

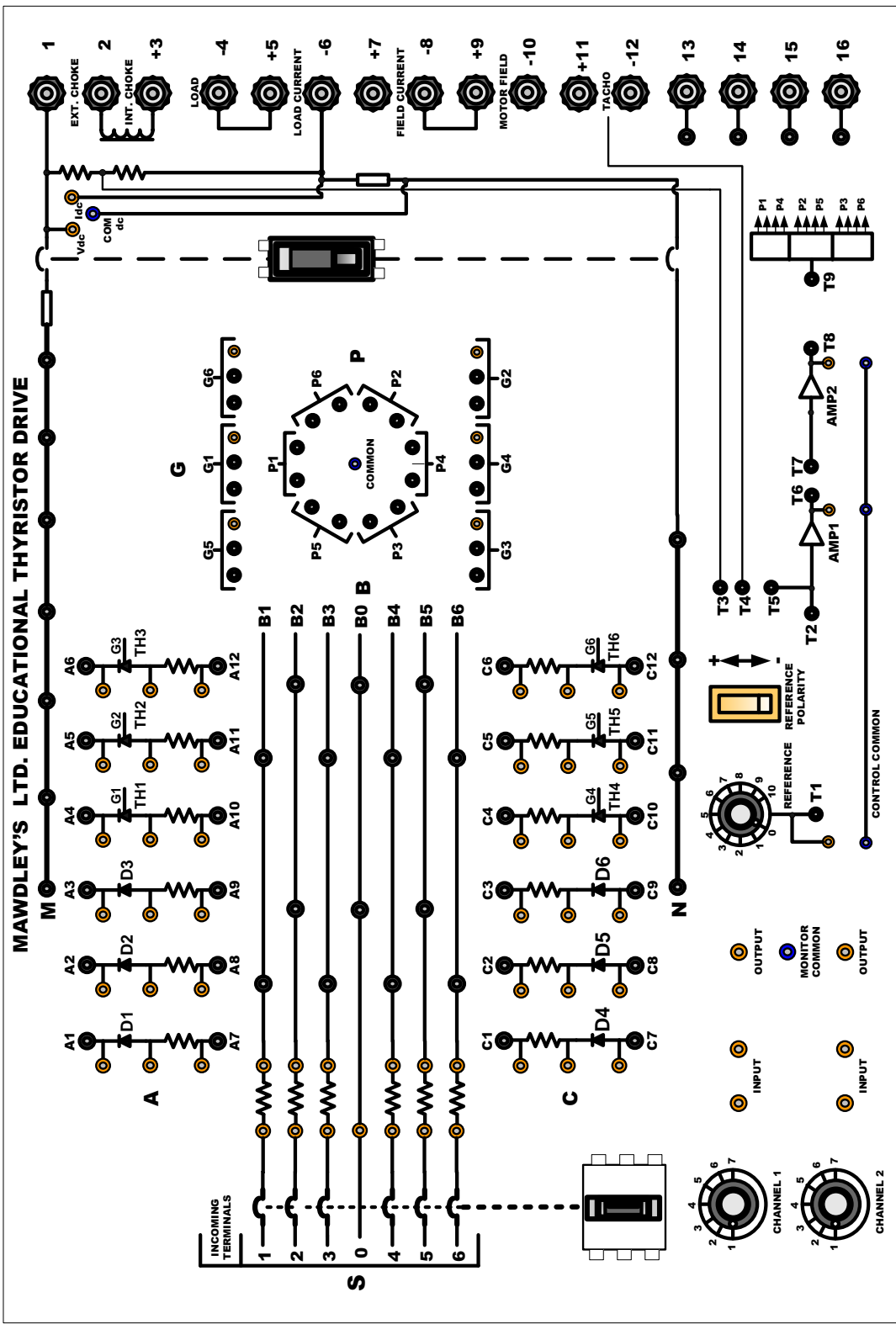


DIAGRAMA 1.- PANEL FRONTAL SUPERIOR

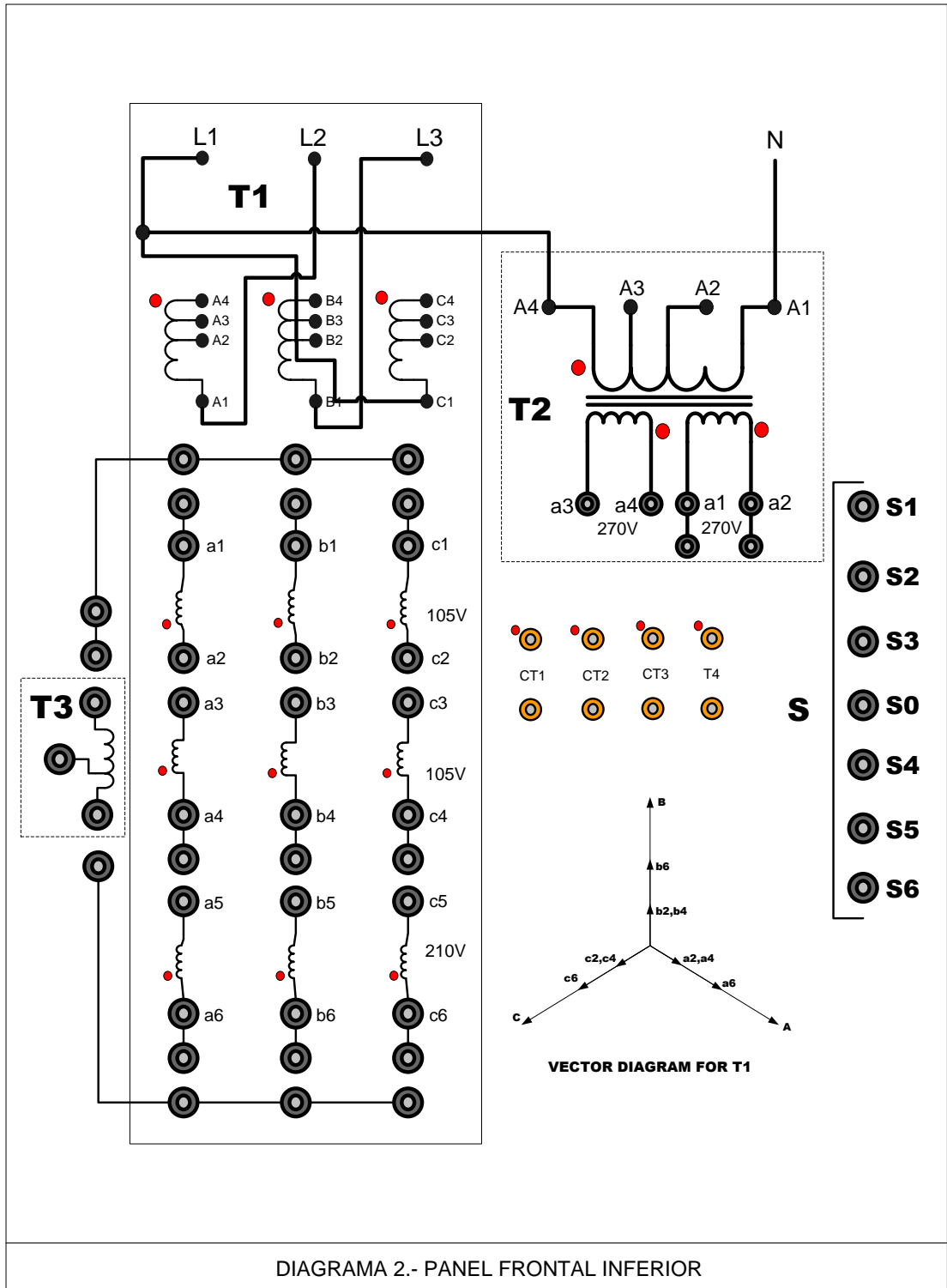
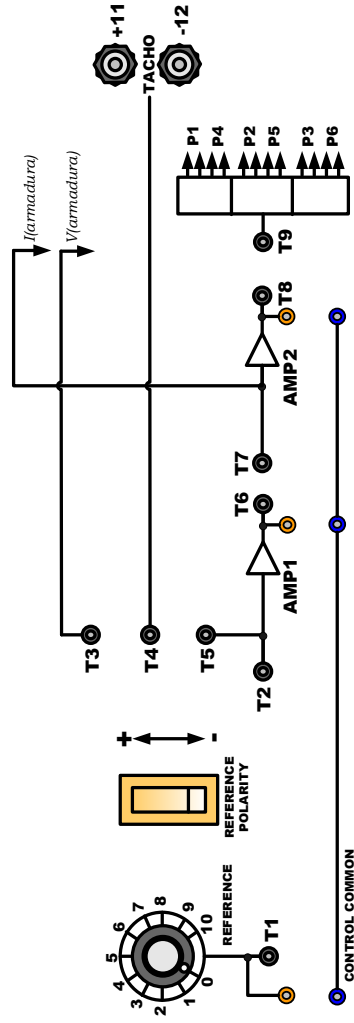


DIAGRAMA 2.- PANEL FRONTAL INFERIOR

CONTROLES RETROALIMENTADOS



CONTROL A LAZO ABIERTO.- Conecte T1 con T9 y ubique en positiva la posición del switch de polaridad

CONTROLES A LAZO CERRADO

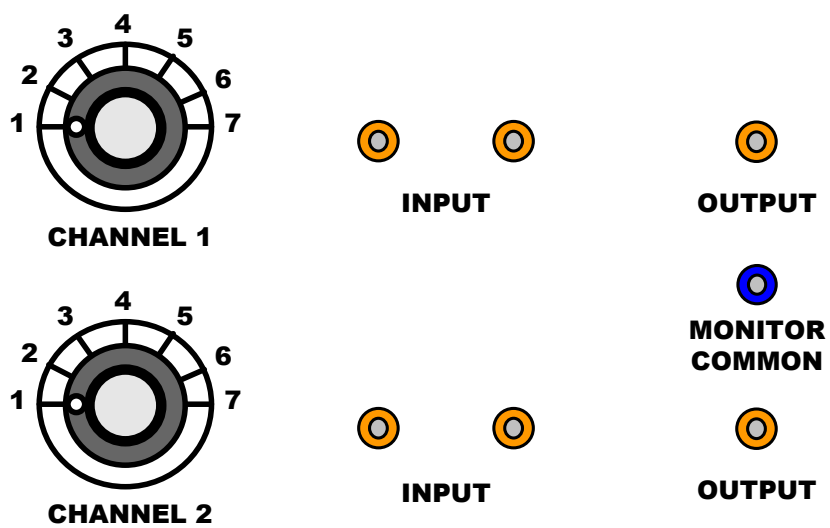
CONTROL DE VELOCIDAD.- Conecte T1 con T2, T6 con T7 y T8 con T9, T4 con T5 y ubique en positiva la posición del switch de polaridad

CONTROL DE VOLTAJE DE ARMADURA.- Conecte T1 con T2, T6 con T7 y T8 con T9, T3 con T5 y ubique en positiva la posición del switch de polaridad

CONTROL DE CORRIENTE DE ARMADURA.- Conecte T1 con T7, T8 con T9 y ubique en negativa la posición del switch de polaridad

DIAGRAMA 3.- CONTROLES RETROALIMENTADOS

SECCIÓN DE MONITOREO



Pueden conectarse dos entradas de monitoreo cualesquiera (conectores anaranjados) ó diferencia de potencial de cualquier elemento que tenga esta posibilidad. La salida es dual, aislada y con respecto a un mismo común. Este punto común no es el mismo que el del circuito de control.

DIAGRAMA 4.- SECCIÓN DE MONITOREO

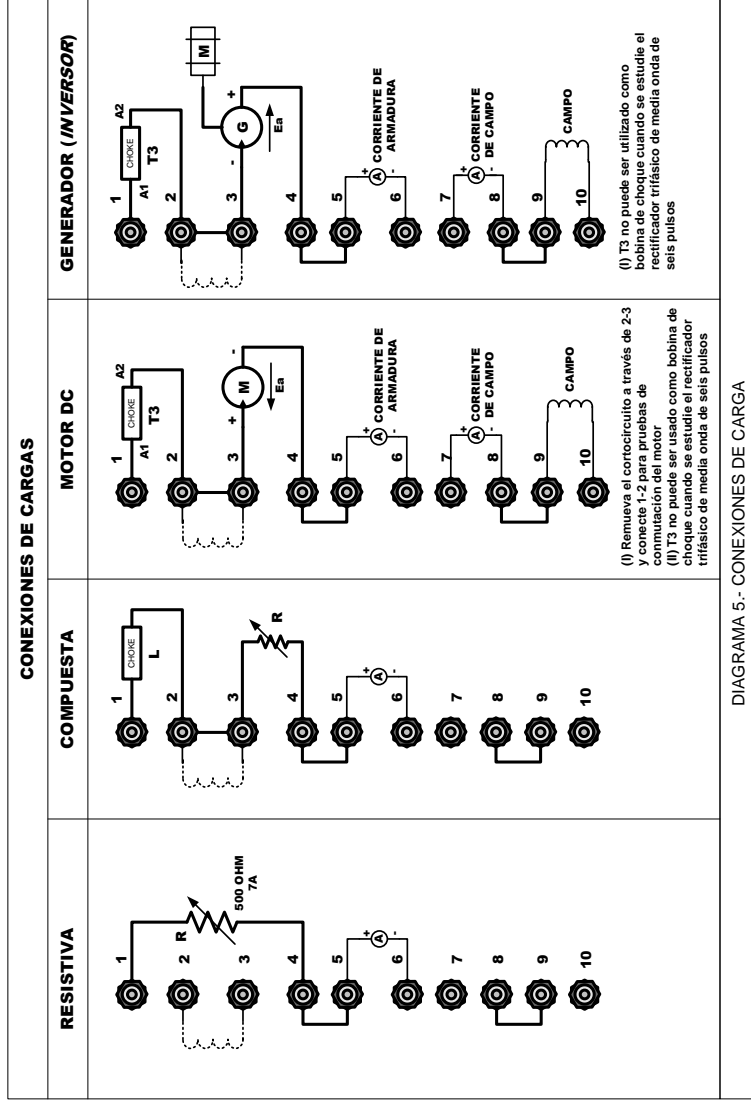


DIAGRAMA 5.- CONEXIONES DE CARGA

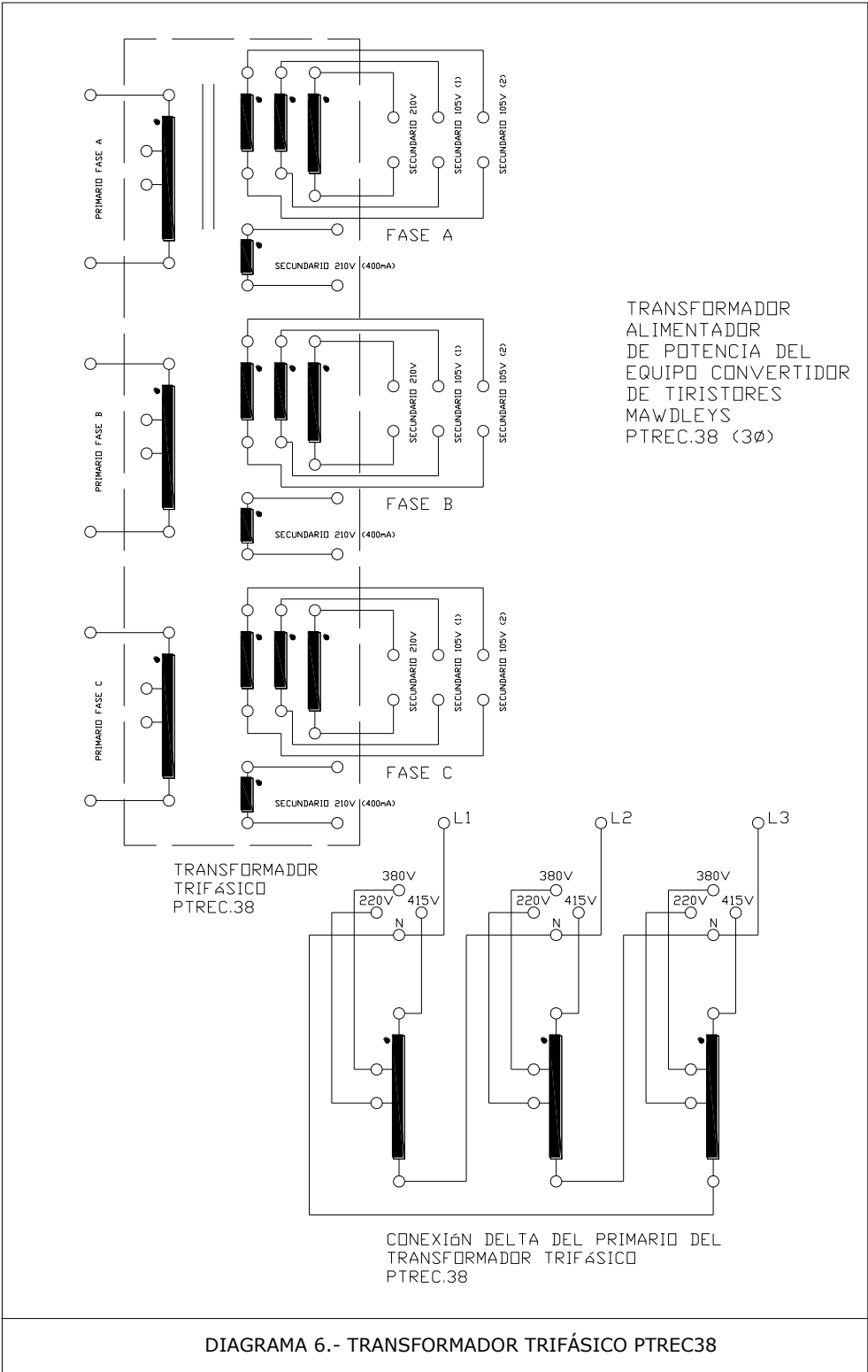
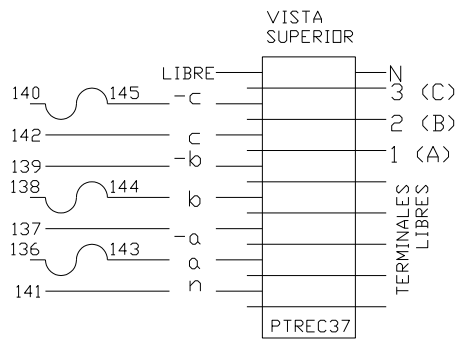
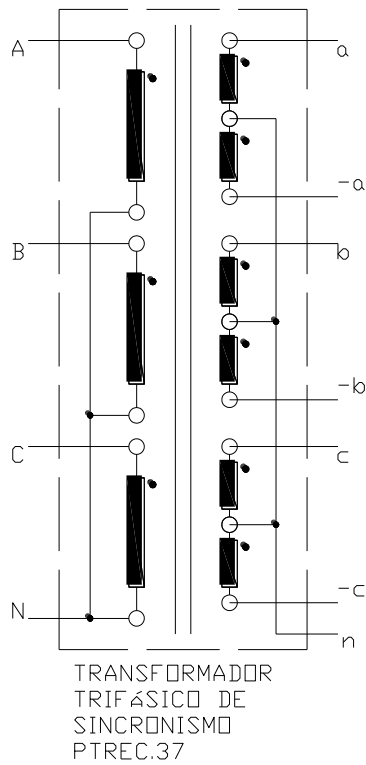
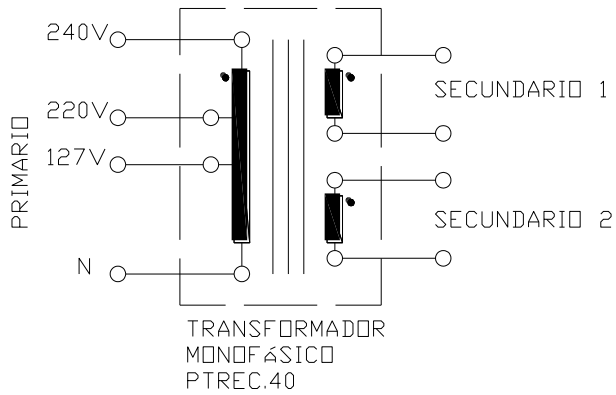


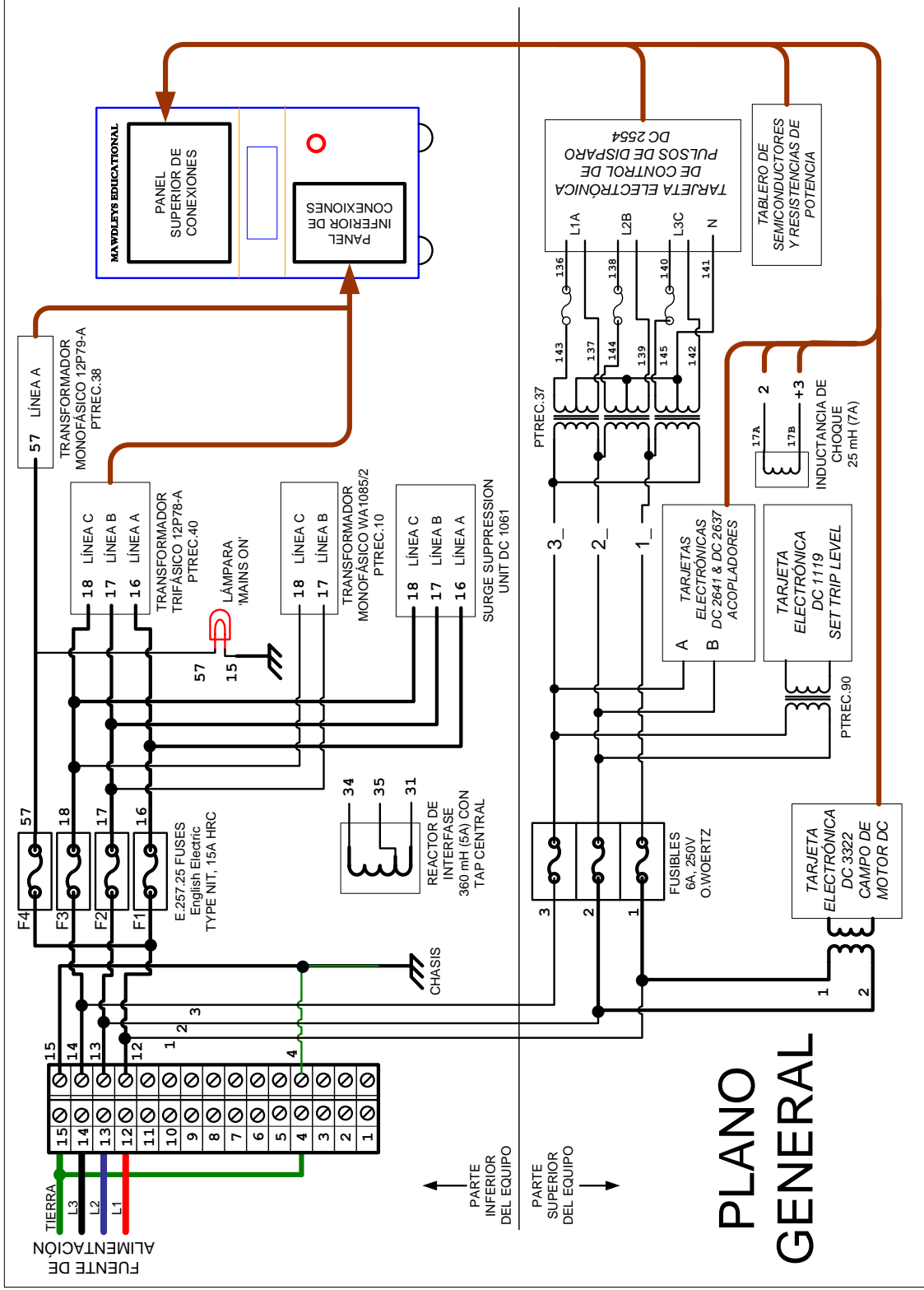
DIAGRAMA 6.- TRANSFORMADOR TRIFÁSICO PTREC38



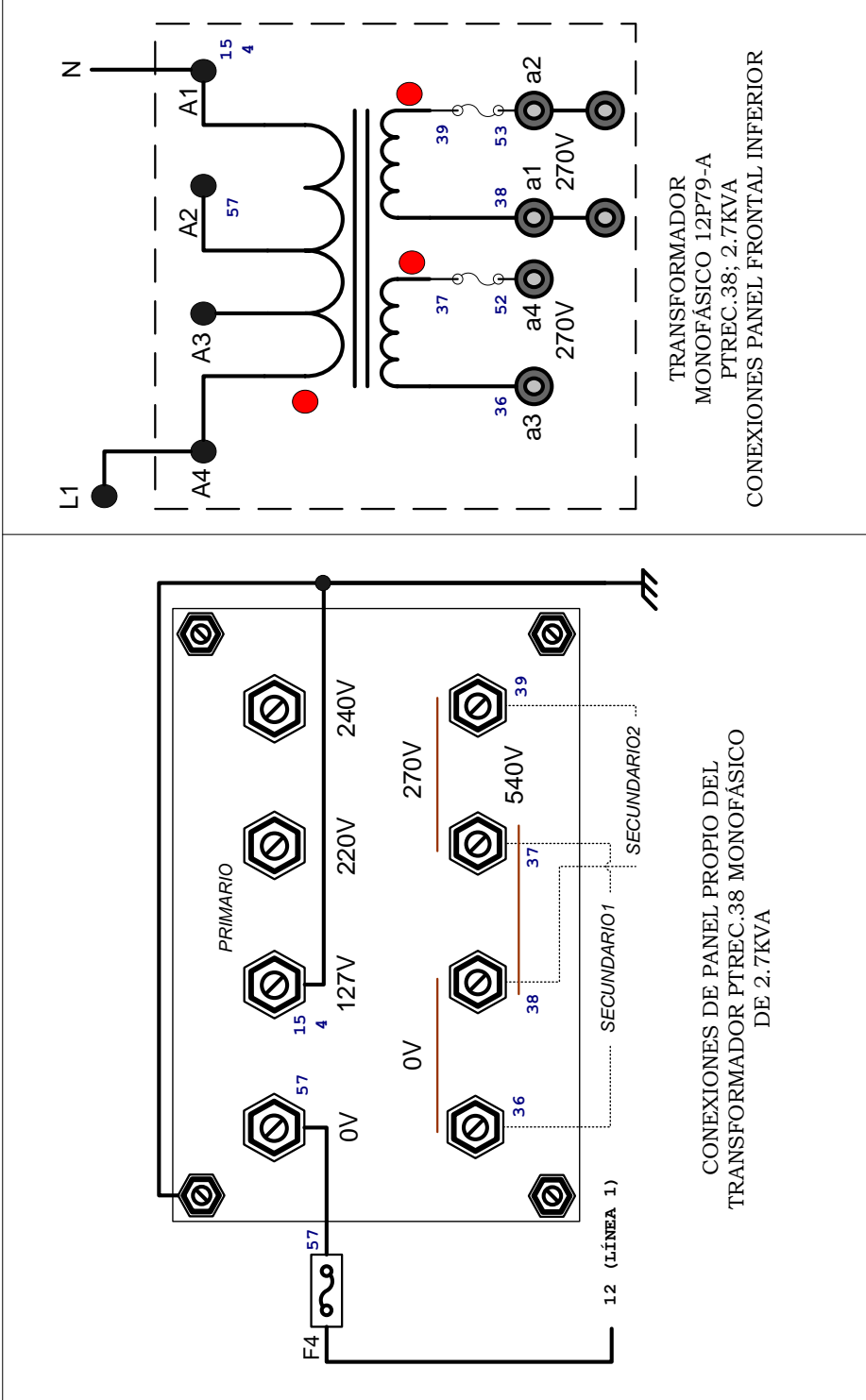
Conexiones del transformador
de sincronismo
PTREC.37 hacia la tarjeta de
control DC 2554

TRANSFORMADOR
ALIMENTADOR
DE POTENCIA DEL
EQUIPO CONVERTIDOR
DE TIRISTORES
MAWDEYS
PTREC.40 (1Ø) Y
TRANSFORMADOR DE
SINCRONISMO PTREC.37

DIAGRAMA 7.- TRANSFORMADOR
MONOFÁSICO PTREC40 Y TRANSFORMADOR
DE SINCRONISMO PTREC37



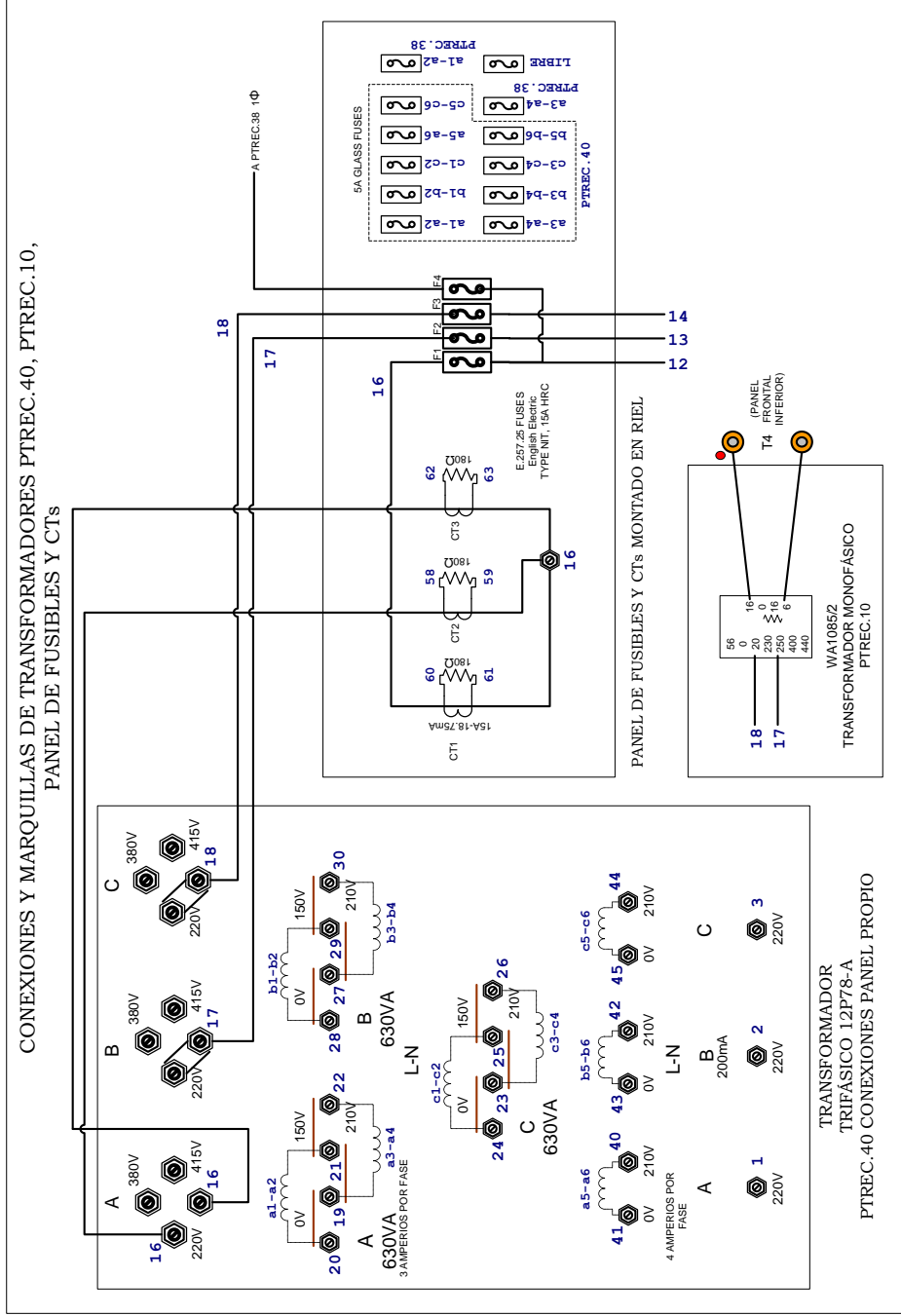
PLANO GENERAL



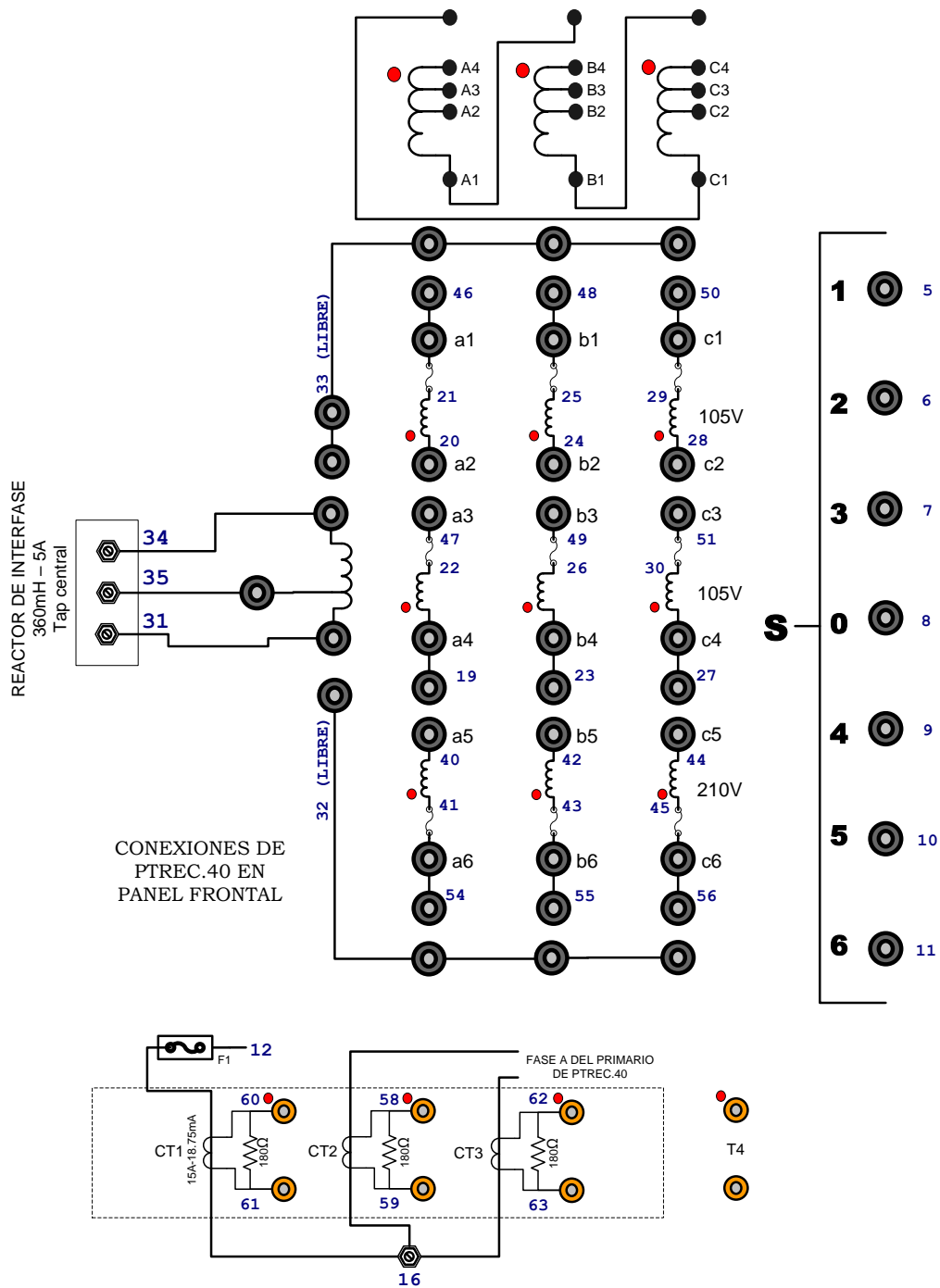
TRANSFORMADOR
 MONOFÁSICO 12P79-A
 PTREC.38; 2.7KVA
 CONEXIONES PANEL FRONTAL INFERIOR

CONEXIONES DE PANEL PROPIO DEL
 TRANSFORMADOR PTREC.38 MONOFÁSICO
 DE 2.7KVA

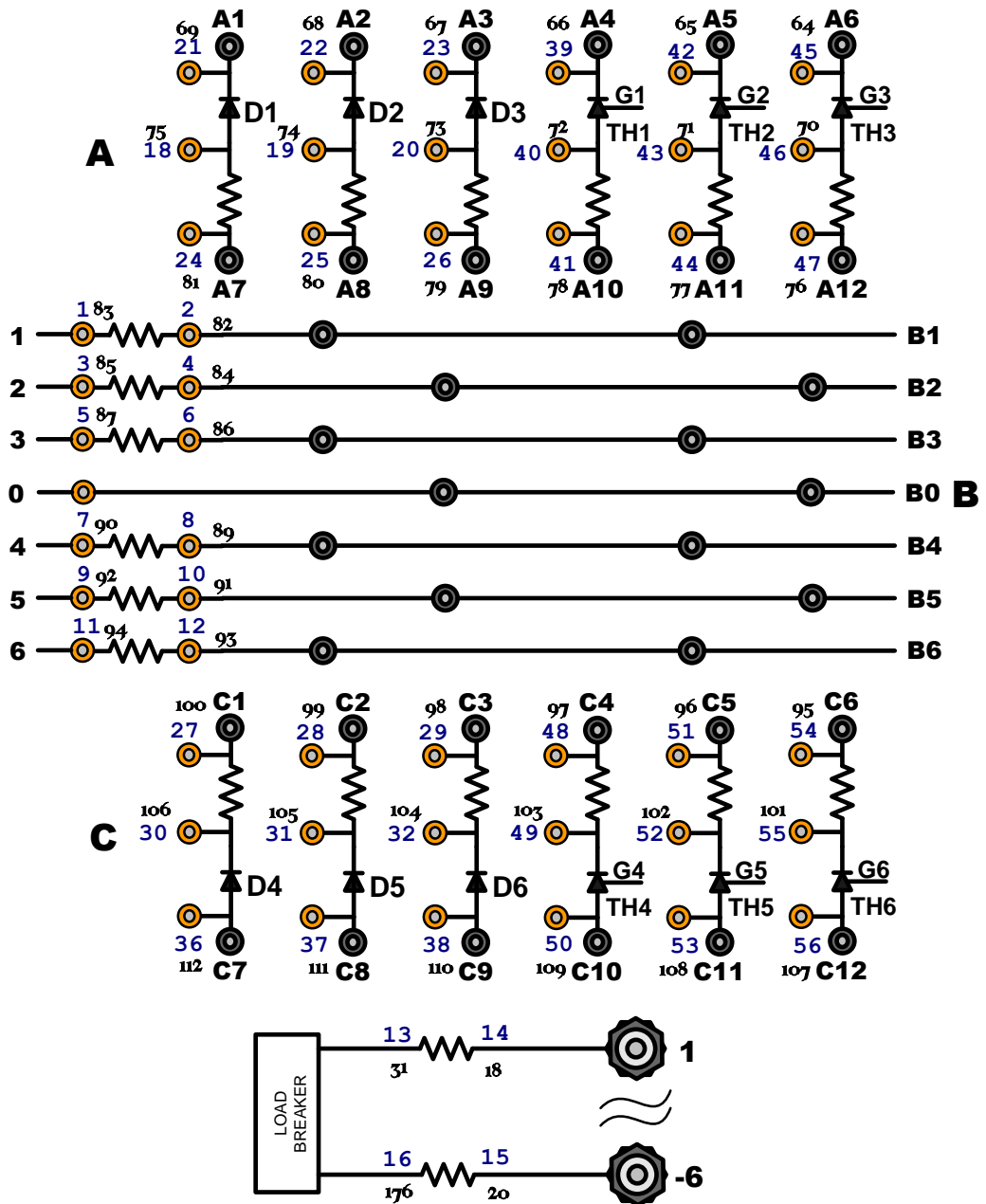
CONEXIONES Y MARQUILLAS DE TRANSFORMADORES PTREC.40, PTREC.10,
PANEL DE FUSIBLES Y CTs



CONEXIONES Y MARQUILLAS DE TRANSFORMADORES PTREC.40, REACTOR DE INTERFASE, CT'S Y LINEAS S

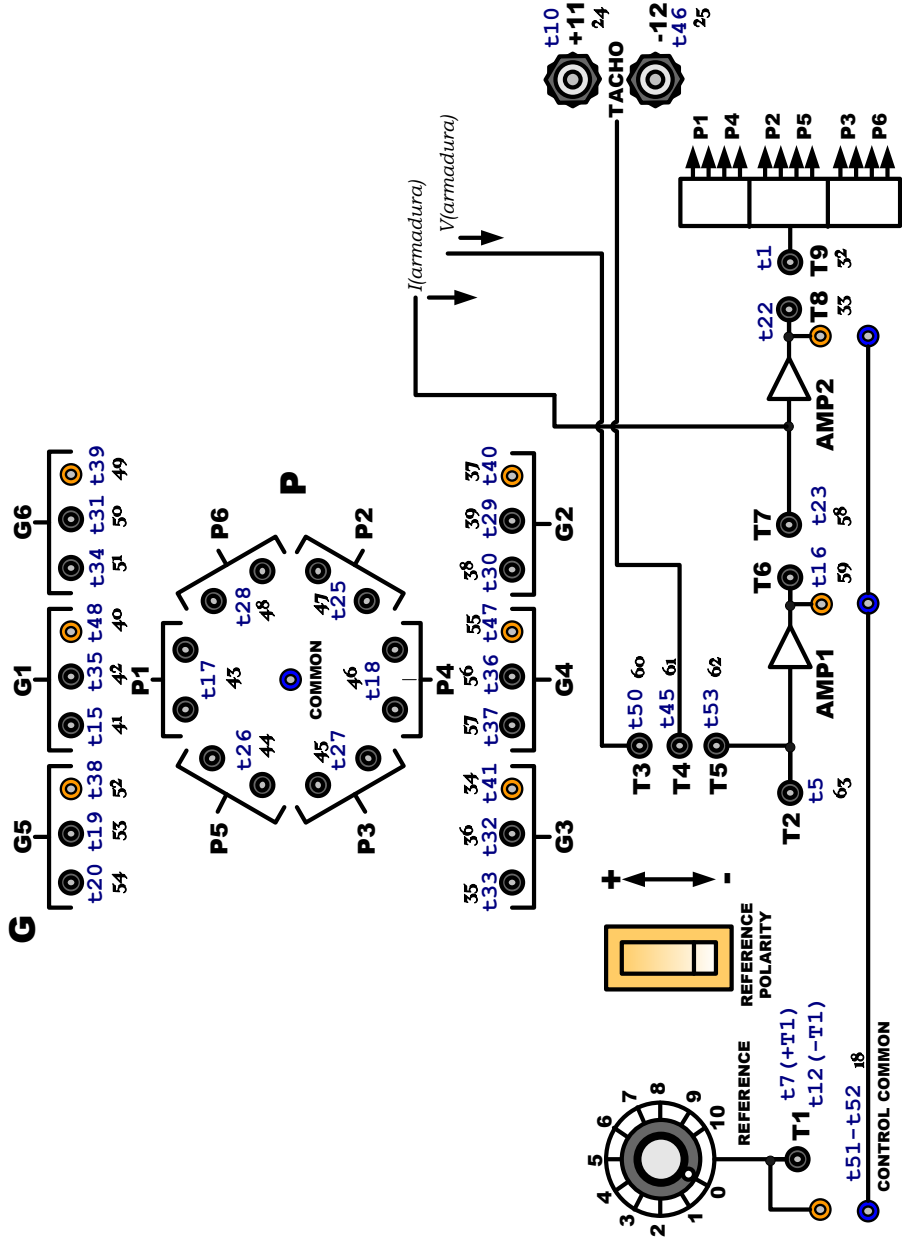


CONEXIONES DE BORNERAS Y MARQUILLAS DEL
 TABLERO DE MONTAJE DE TIRISTORES Y DIODOS (1-56)
 CON RESPECTO AL PANEL FRONTAL

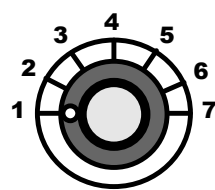


BORNERAS NO UTILIZADAS: 17, 33, 34 Y 35

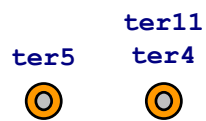
CONEXIONES DE TERMINALES Y MARQUILLAS DE LA TARJETA CONTROLADORA PRINCIPAL
CON RESPECTO AL PANEL FRONTAL



CONEXIONES DE TERMINALES DE LA TARJETA ASSY DC 2637
OPTO-ACOPLADORA CON RESPECTO AL PANEL FRONTAL



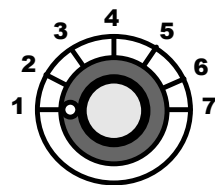
CHANNEL 1



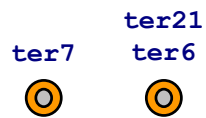
INPUT



OUTPUT



CHANNEL 2



INPUT

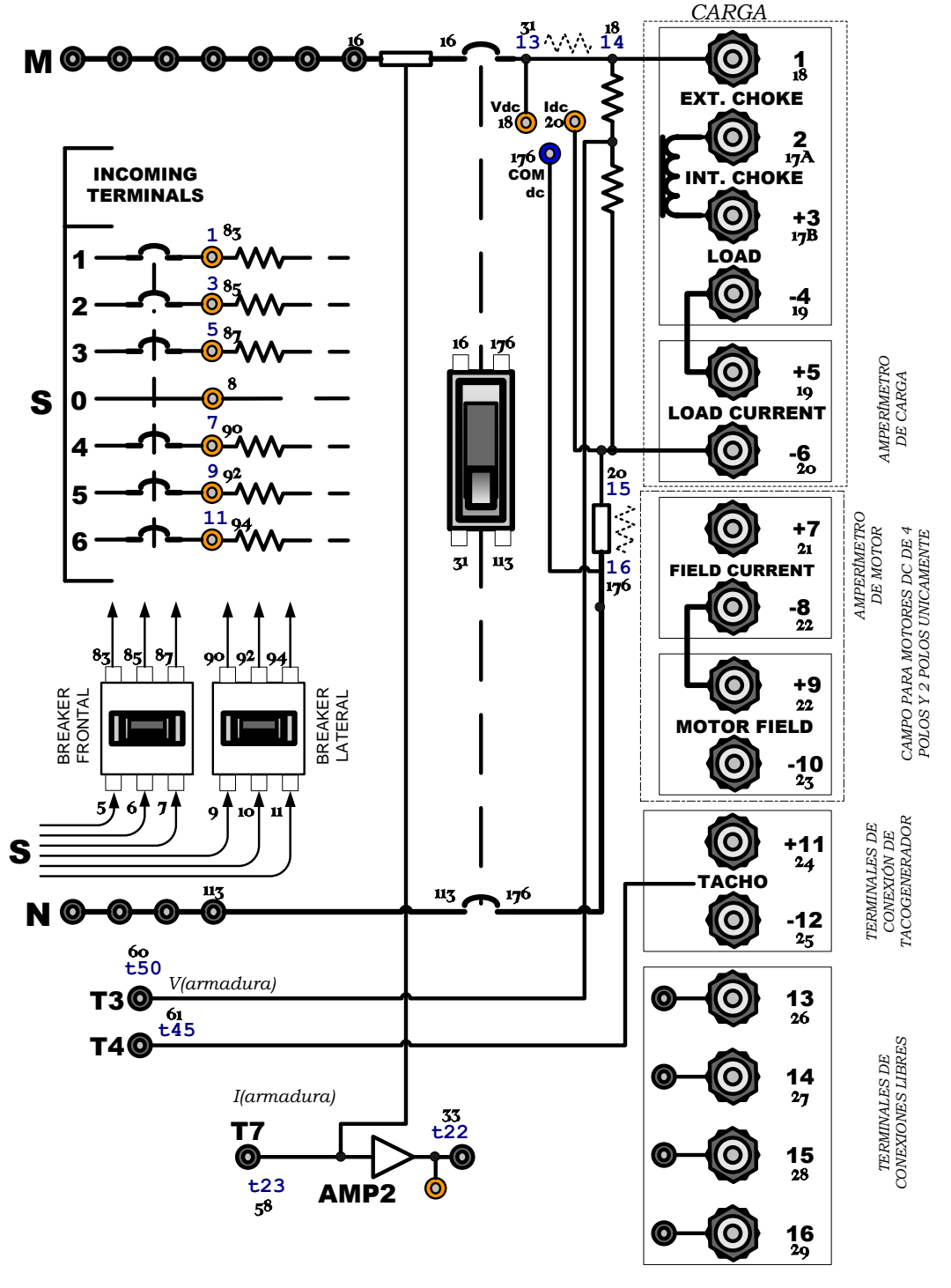


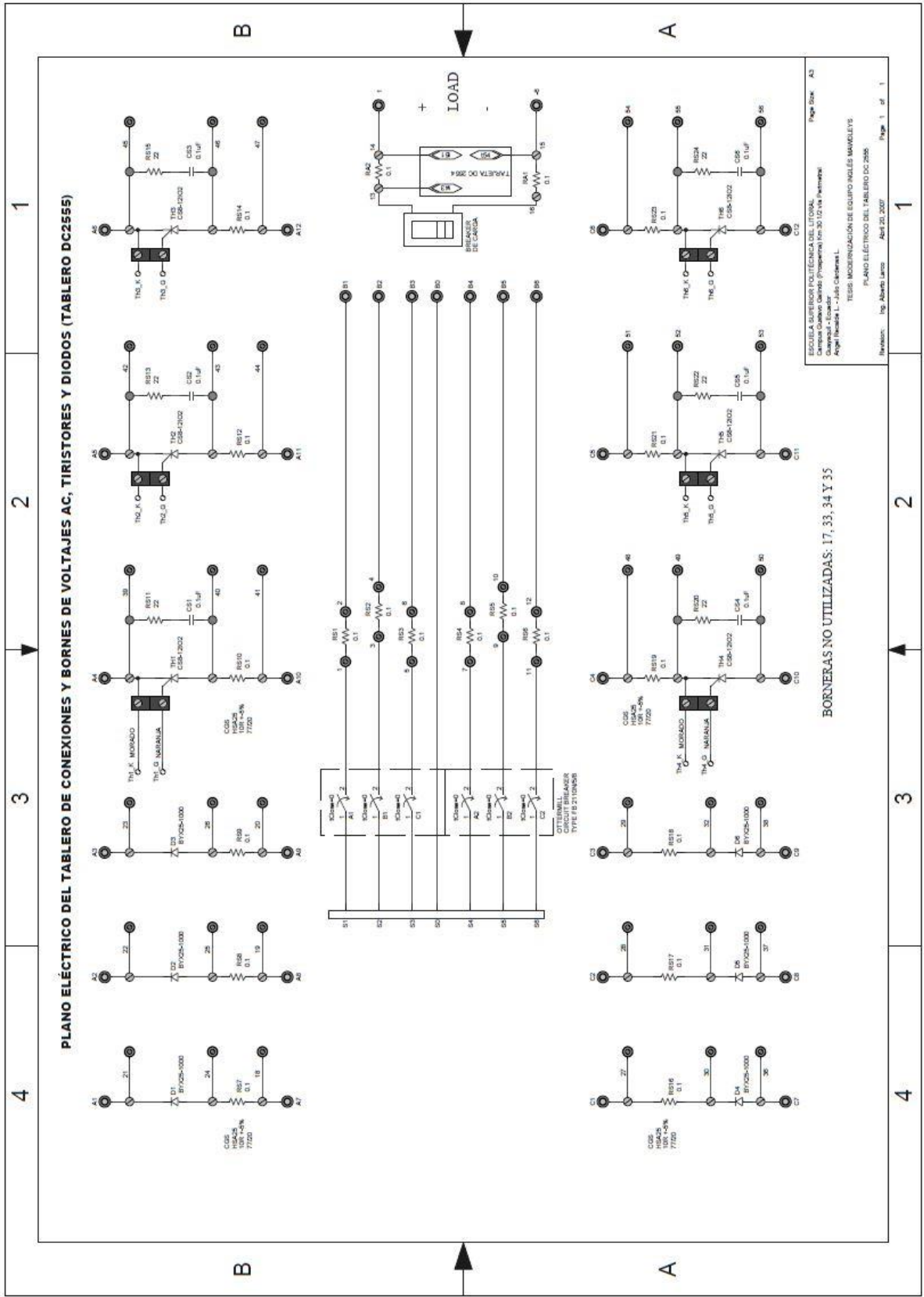
MONITOR
COMMON

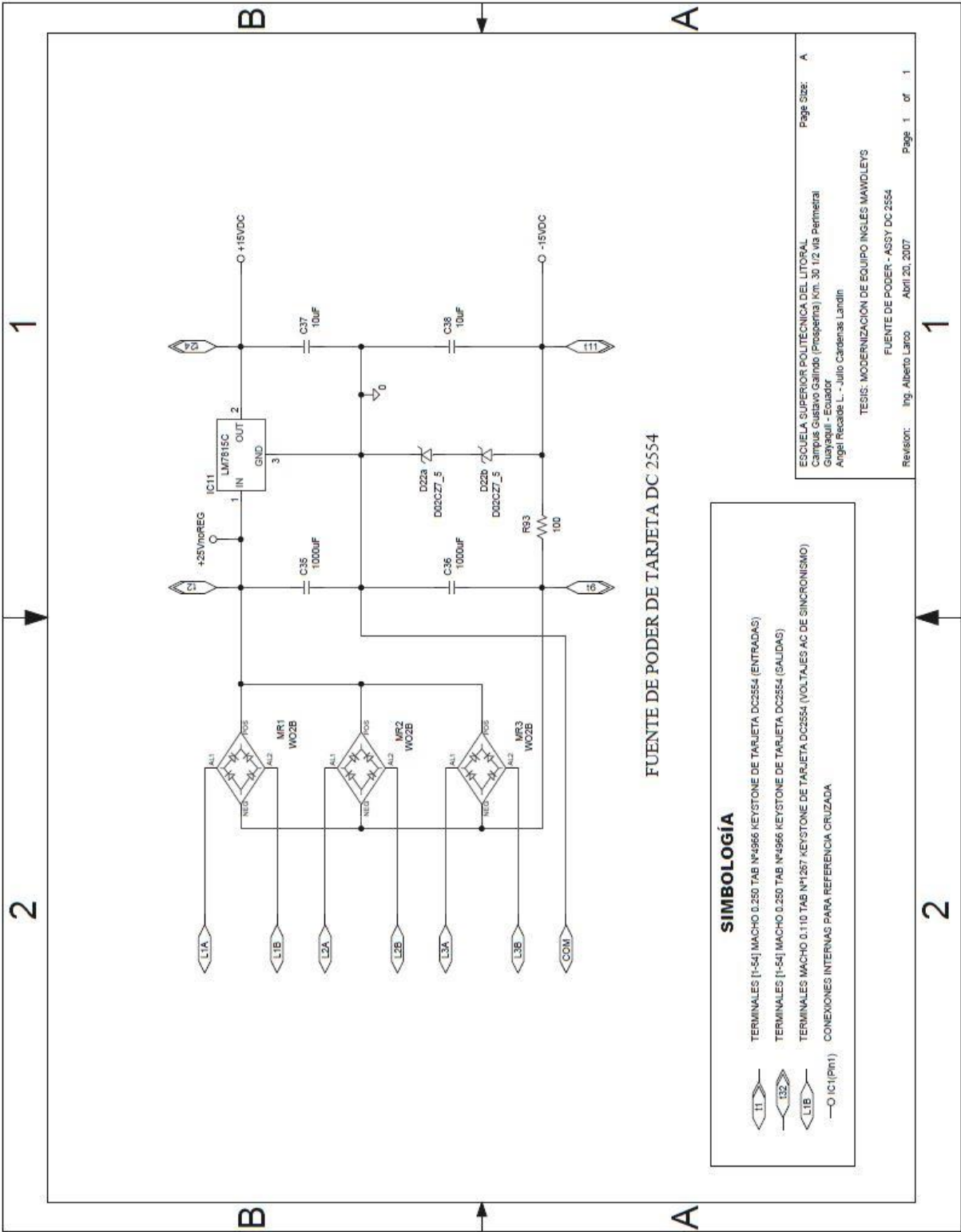


OUTPUT

CONEXIONES, MARQUILLAS Y TERMINALES DE LA SECCIÓN DE LÍNEAS DE ENTRADA Y CARGA DEL PANEL FRONTAL SUPERIOR







FUENTE DE PODER DE TARJETA DC 2554

SIMBOLOGÍA

	TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB N°4966 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (ENTRADAS)
	TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB N°4966 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (SALIDAS)
	TERMINALES MACHO 0.110 TAB N°1267 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (VOLTAJES AC DE SINCRONISMO)
	CONEXIONES INTERNAS PARA REFERENCIA CRUZADA

1

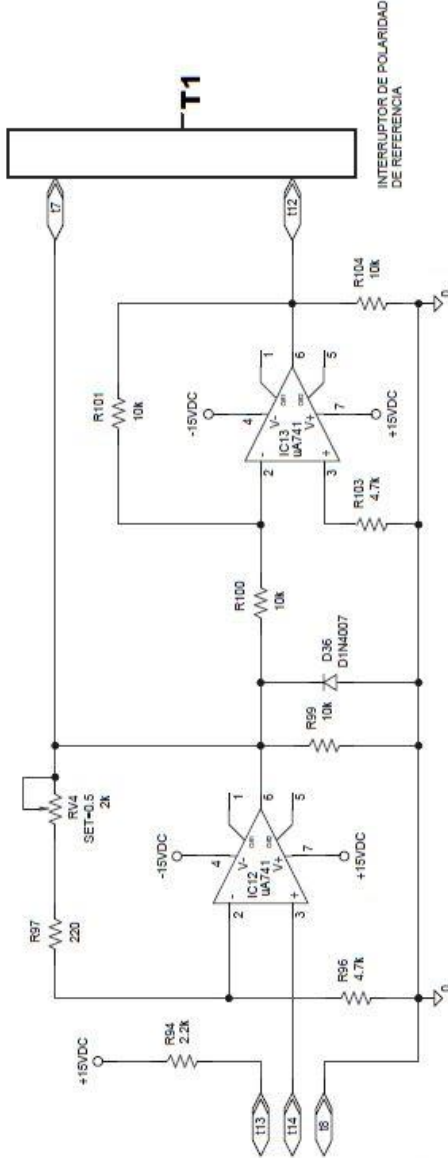
2

B

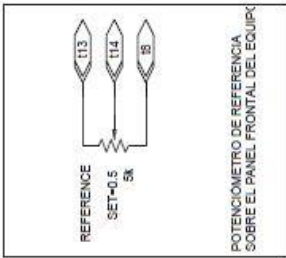
A

B

A



INTERRUPTOR DE POLARIDAD DE REFERENCIA



SIMBOLOGIA

- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB N°986 (KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (ENTRADAS))
- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB N°986 (KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (SALIDAS))
- IC (Pin1) CONEXIONES INTERNAS PARA REFERENCIA CRUZADA
- G5** PUNTOS ACCESIBLES DESDE EL PANEL FRONTAL SUPERIOR DE CONEXIONES

ESCUOLA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
 Campus Cusitavo Gaindo (Prosperma) Km. 30 1/2 via Perimetral
 Guayaquil - Ecuador
 Angel Recalde L. - Julio Cárdenas Landín

TESIS: MODERNIZACIÓN DE EQUIPO INGLÉS MAWDELEYS
 CIRCUITO DE REFERENCIA - ASSY DC 2554

Revision: Ing. Alberto Larco Abril 20, 2007

Page Size: A
 Page 1 of 1

1

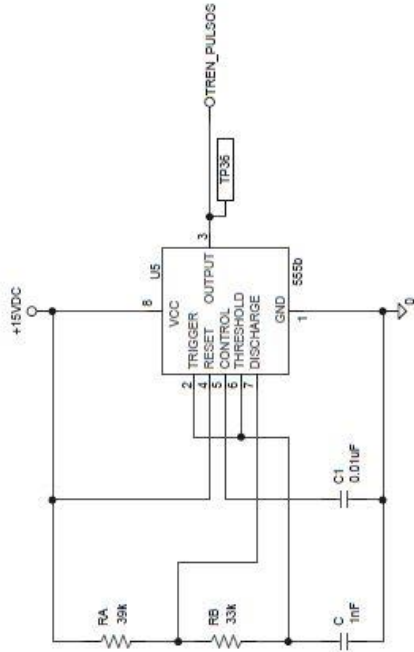
2

1

2

B

A



SIMBOLOGIA

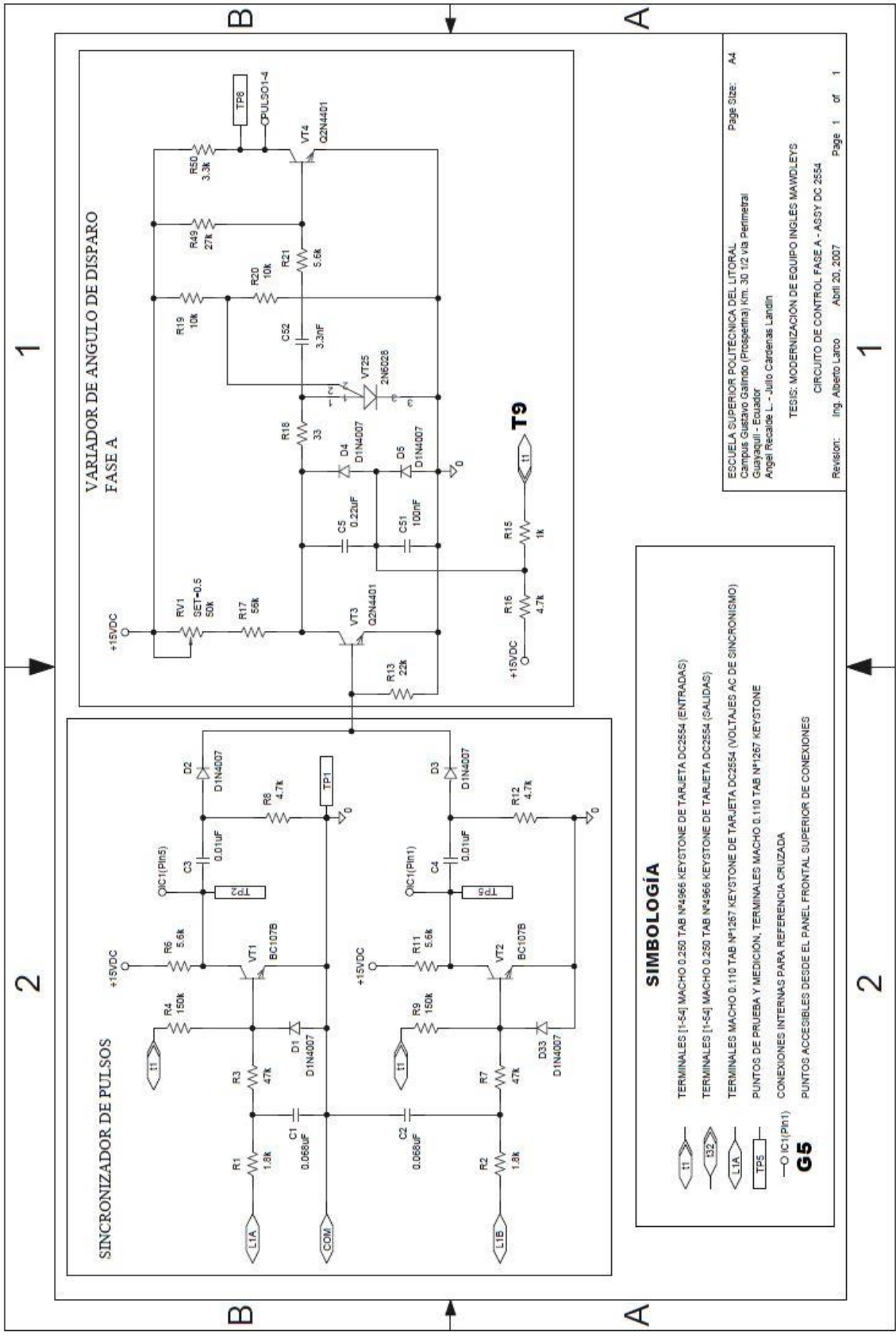
 PUNTOS DE PRUEBA Y MEDICION, TERMINALES MACHO 0.110 TAB Nº1/267 KEYSTONE
 IC (Pint) CONEXIONES INTERNAS PARA REFERENCIA CRUZADA

1

2

B

A

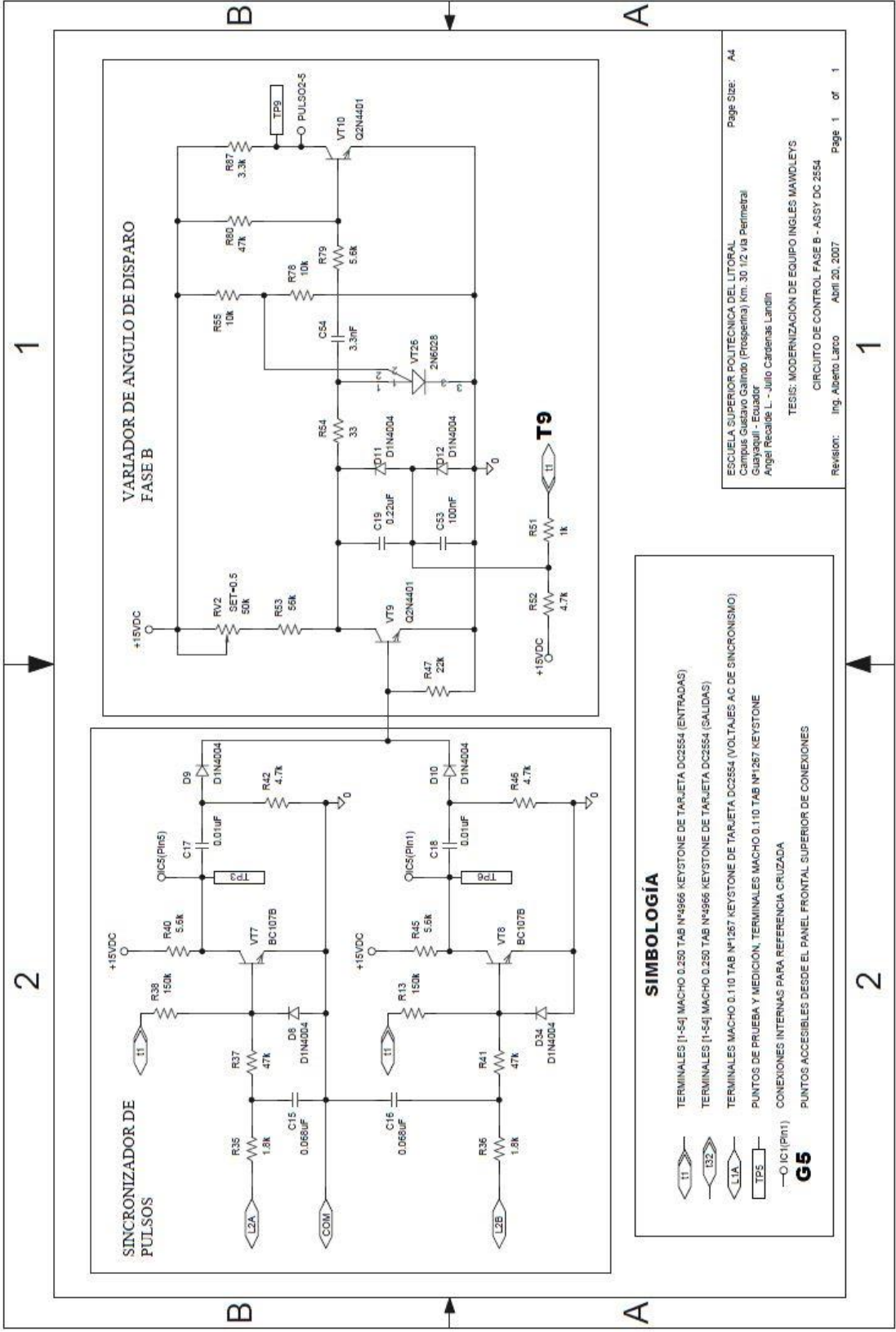


VARIADOR DE ANGULO DE DISPARO FASE A

SINCRONIZADOR DE PULSOS

SIMBOLOGIA

- I1 (Pm1)
- I2 (Pm2)
- I3 (Pm3)
- I4 (Pm4)
- I5 (Pm5)
- I6 (Pm6)
- I7 (Pm7)
- I8 (Pm8)
- I9 (Pm9)
- I10 (Pm10)
- I11 (Pm11)
- I12 (Pm12)
- I13 (Pm13)
- I14 (Pm14)
- I15 (Pm15)
- I16 (Pm16)
- I17 (Pm17)
- I18 (Pm18)
- I19 (Pm19)
- I20 (Pm20)
- I21 (Pm21)
- I22 (Pm22)
- I23 (Pm23)
- I24 (Pm24)
- I25 (Pm25)
- I26 (Pm26)
- I27 (Pm27)
- I28 (Pm28)
- I29 (Pm29)
- I30 (Pm30)
- I31 (Pm31)
- I32 (Pm32)
- I33 (Pm33)
- I34 (Pm34)
- I35 (Pm35)
- I36 (Pm36)
- I37 (Pm37)
- I38 (Pm38)
- I39 (Pm39)
- I40 (Pm40)
- I41 (Pm41)
- I42 (Pm42)
- I43 (Pm43)
- I44 (Pm44)
- I45 (Pm45)
- I46 (Pm46)
- I47 (Pm47)
- I48 (Pm48)
- I49 (Pm49)
- I50 (Pm50)
- I51 (Pm51)
- I52 (Pm52)
- I53 (Pm53)
- I54 (Pm54)
- I55 (Pm55)
- I56 (Pm56)
- I57 (Pm57)
- I58 (Pm58)
- I59 (Pm59)
- I60 (Pm60)
- I61 (Pm61)
- I62 (Pm62)
- I63 (Pm63)
- I64 (Pm64)
- I65 (Pm65)
- I66 (Pm66)
- I67 (Pm67)
- I68 (Pm68)
- I69 (Pm69)
- I70 (Pm70)
- I71 (Pm71)
- I72 (Pm72)
- I73 (Pm73)
- I74 (Pm74)
- I75 (Pm75)
- I76 (Pm76)
- I77 (Pm77)
- I78 (Pm78)
- I79 (Pm79)
- I80 (Pm80)
- I81 (Pm81)
- I82 (Pm82)
- I83 (Pm83)
- I84 (Pm84)
- I85 (Pm85)
- I86 (Pm86)
- I87 (Pm87)
- I88 (Pm88)
- I89 (Pm89)
- I90 (Pm90)
- I91 (Pm91)
- I92 (Pm92)
- I93 (Pm93)
- I94 (Pm94)
- I95 (Pm95)
- I96 (Pm96)
- I97 (Pm97)
- I98 (Pm98)
- I99 (Pm99)
- I100 (Pm100)



SIMBOLOGIA

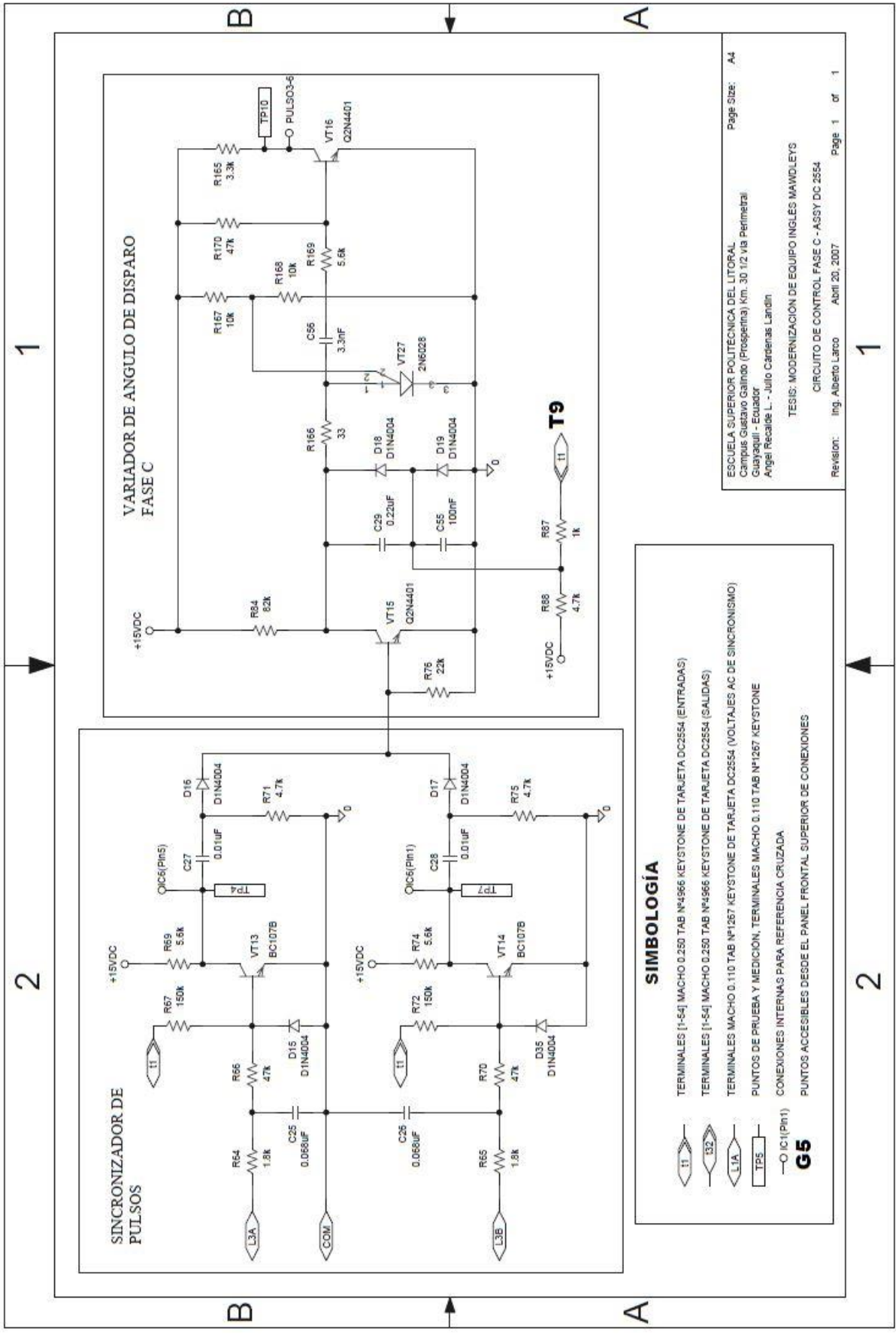
- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB N°4966 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (ENTRADAS)
- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB N°4966 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (SALIDAS)
- TERMINALES MACHO 0.110 TAB N°1267 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (VOLTAJES AC DE SINCRONISMO)
- PUNTOS DE PRUEBA Y MEDICION, TERMINALES MACHO 0.110 TAB N°1267 KEYSTONE
- CONEXIONES INTERNAS PARA REFERENCIA CRUZADA
- PUNTOS ACCESIBLES DESDE EL PANEL FRONTAL SUPERIOR DE CONEXIONES

G5

- IC1 (pin1)

ESUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
 Campus Gustavo Galindo (Prosperina) Km. 30 1/2 via Perimetral
 Guayaquil - Ecuador
 Angel Recalde L. - Julio Cárdenas Landín

TESIS: MODERNIZACION DE EQUIPO INGLES MAWDELEYS
 CIRCUITO DE CONTROL FASE B - ASSY DC 2554
 Revision: Ing. Alberto Larco Abril 20, 2007

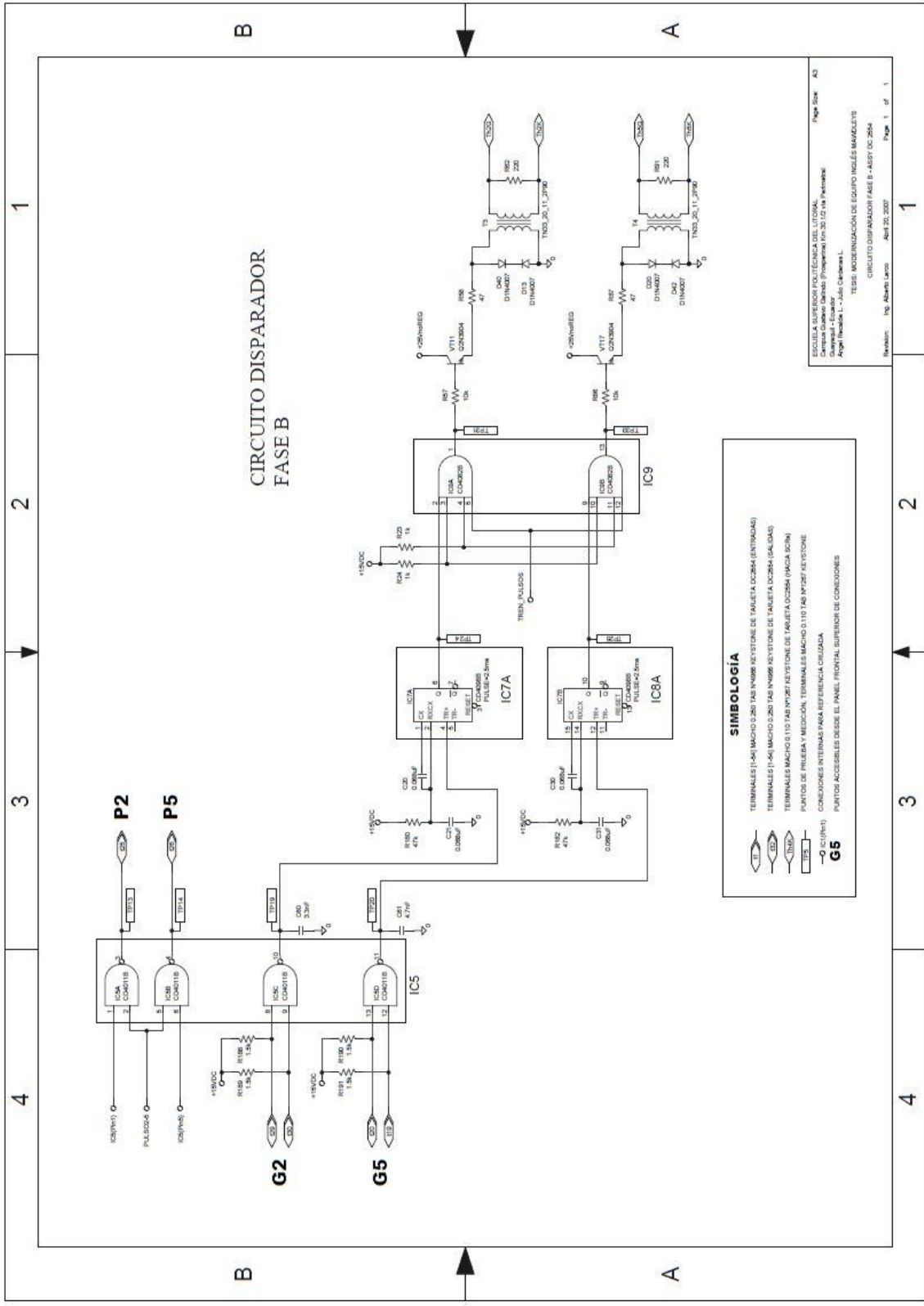


SIMBOLOGIA

- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB Nº4966 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (ENTRADAS)
- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB Nº4966 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (SALIDAS)
- TERMINALES MACHO 0.110 TAB Nº1267 KEYSTONE DE TARJETA DC2554 (VOLTAJES AC DE SINCRONISMO)
- PUNTOS DE PRUEBA Y MEDICION, TERMINALES MACHO 0.110 TAB Nº1267 KEYSTONE
- CONEXIONES INTERNAS PARA REFERENCIA CRUZADA
- PUNTOS ACCESIBLES DESDE EL PANEL FRONTAL SUPERIOR DE CONEXIONES

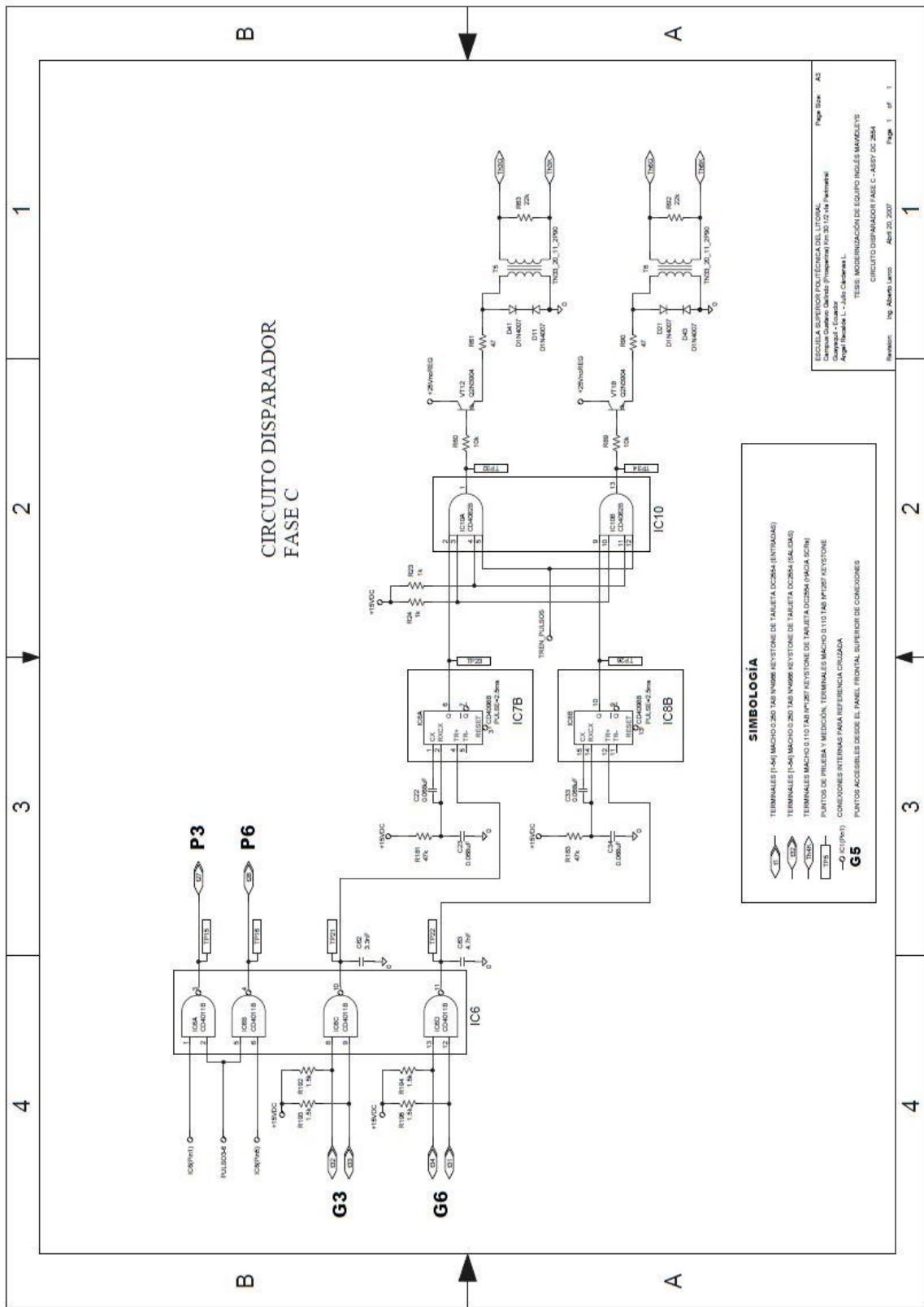
G5 → IC (Prt1)

Page Size: A4
 ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
 Campus Gustavo Galindo (Florencia) Km. 30 1/2 vía Perimetral
 Guayaquil - Ecuador
 Angel Recalde L. - Julio Cárdenas Landín
 TESIS: MODERNIZACIÓN DE EQUIPO INGLES MAWDLEYS
 CIRCUITO DE CONTROL FASE C - ASSY DC 2554
 Revision: Ing. Alberto Larco Abril 20, 2007
 Page 1 of 1



CIRCUITO DISPARADOR FASE B

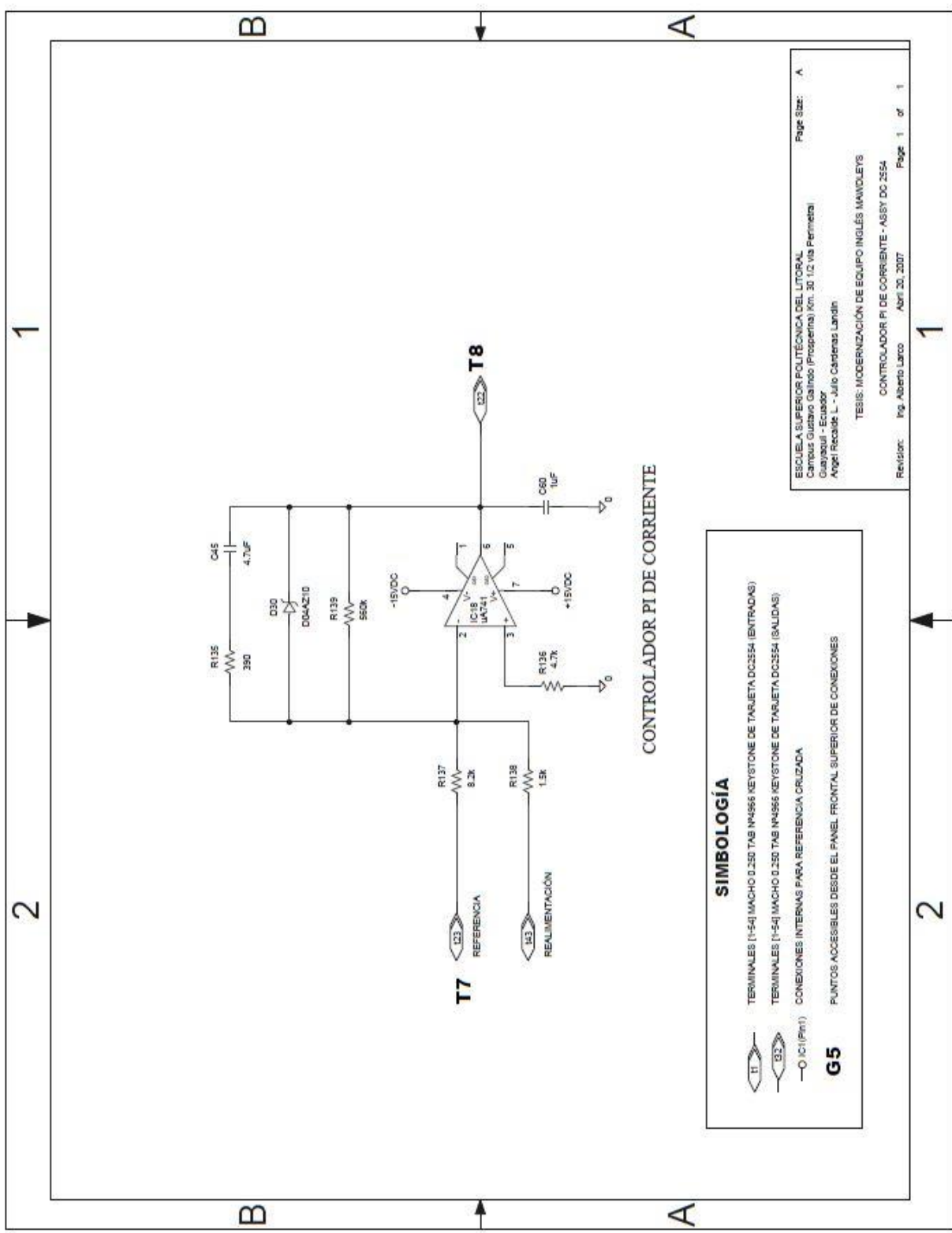
- SIMBOLOGÍA**
- TERMINALES (1-6) MACHO (2-3) Y MACHO (3-2) DE TARJETA DC284 (ENTRADA)
 - TERMINALES (1-6) MACHO (2-3) Y MACHO (3-2) DE TARJETA DC284 (SALIDA)
 - TERMINALES MACHO (1-0) Y MACHO (0-1) DE TARJETA DC284 (MACHO SIN)
 - PUNTOS DE INYECCIÓN Y MEDICIÓN, TERMINALES MACHO (1-0) Y MACHO (0-1) DE TARJETA DC284
 - CONDICIONES INTERNAS PARA REFERENCIA GLOBAL
 - PUNTO ACCESIBLE DESDE EL PANEL FRONTAL SUPERIOR DE CONEXIONES



CIRCUITO DISPARADOR FASE C

- SIMBOLOGÍA**
- ◁ (E) TERMINALES (1-4) MACHO O (20) FEMEA NEVISTONE DE TARJETA IC254 (ENTRADA)
 - ▷ (E) TERMINALES (1-4) MACHO O (20) FEMEA NEVISTONE DE TARJETA IC254 (SALIDA)
 - ◁ (E) TERMINALES MACHO O (1) FEMEA NEVISTONE DE TARJETA IC254 (PUNTA SCIN)
 - ▷ (E) PUNTOS DE PRUEBA Y MEDICIÓN, TERMINALES MACHO O (1) FEMEA NEVISTONE
 - ◁ (E) CONEXIONES INTERNAS PARA REFERENCIA CERRADA
 - (E) PUNTOS ACCESIBLES DESDE EL PANEL FRONTAL SUPERIOR DE CONEXIONES

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
 Facultad de Ingeniería
 Departamento de Ingeniería Eléctrica
 Alvaro Escobar L. - José Cárdenas L.
 TESIS: MODERNIZACIÓN DE EQUIPO INGLÉS MANUFACTURER
 CIRCUITO DISPARADOR FASE C - ASBY DC 254
 Revisión: Ing. Alvaro Escobar Abril 20, 2007 Page 1 of 1



CONTROLADOR PI DE CORRIENTE

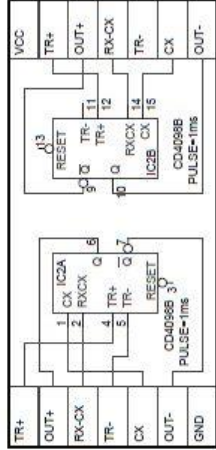
SIMBOLOGÍA

- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB IN4586 KEYSTONE DE TABLETA DC254 (ENTRADAS)
- TERMINALES [1-54] MACHO 0.250 TAB IN4586 KEYSTONE DE TABLETA DC254 (SALIDAS)
- CONEXIONES INTERNAS PARA REFERENCIA CRUZADA
- G5** PUNTOS ACCESIBLES DESDE EL PANEL FRONTAL SUPERIOR DE CONEXIONES

REEMPLAZOS Y EQUIVALENTES DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS EN TARJETA DC2554

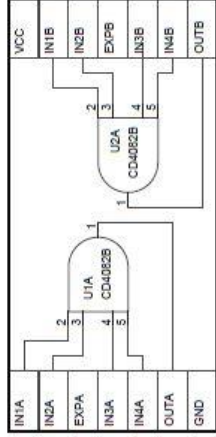
Reemplazo CMOS para la lógica HTL original (Comparación con respecto a la configuración de pines de la familia HTL)

MULTIVIBRADOR MONOEESTABLE DUAL



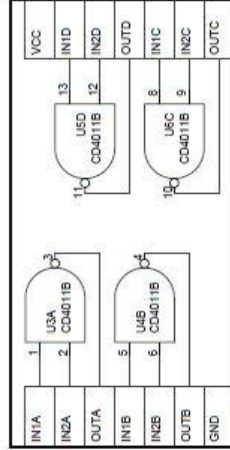
EL EQUIVALENTE DEL MC657 UTILIZADO ES EL MULTIVIBRADOR MONOEESTABLE DUAL CD4098

DOBLE PUERTA AND DE CUATRO ENTRADAS

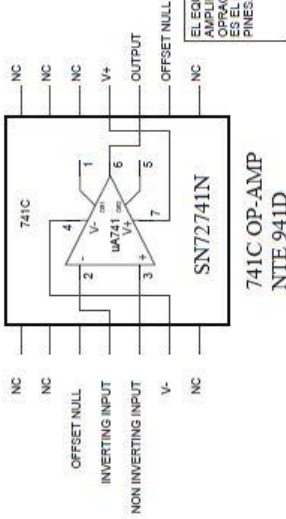


EL REEMPLAZO DEL MC679 UTILIZADO ES LA DOBLE PUERTA AND DE CUATRO ENTRADAS CD4082

CUADRUPE PUERTA NAND DE DOS ENTRADAS



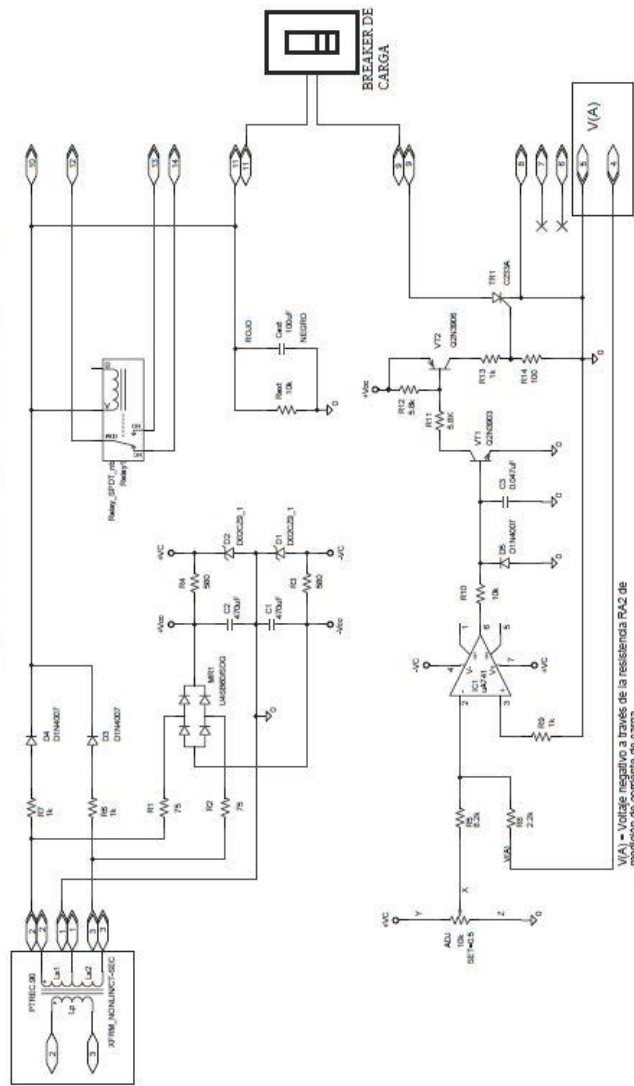
EL EQUIVALENTE DEL MC672 UTILIZADO ES LA CUADRUPE PUERTA NAND DE DOS ENTRADAS CD4011



EL EQUIVALENTE DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL UTILIZADO ES EL OP-AMP 741C DE 8 PINES.

PLANO DE TARJETA DC1119

CONTROLA EL NIVEL TRIP DEL BREAKER DE CARGA

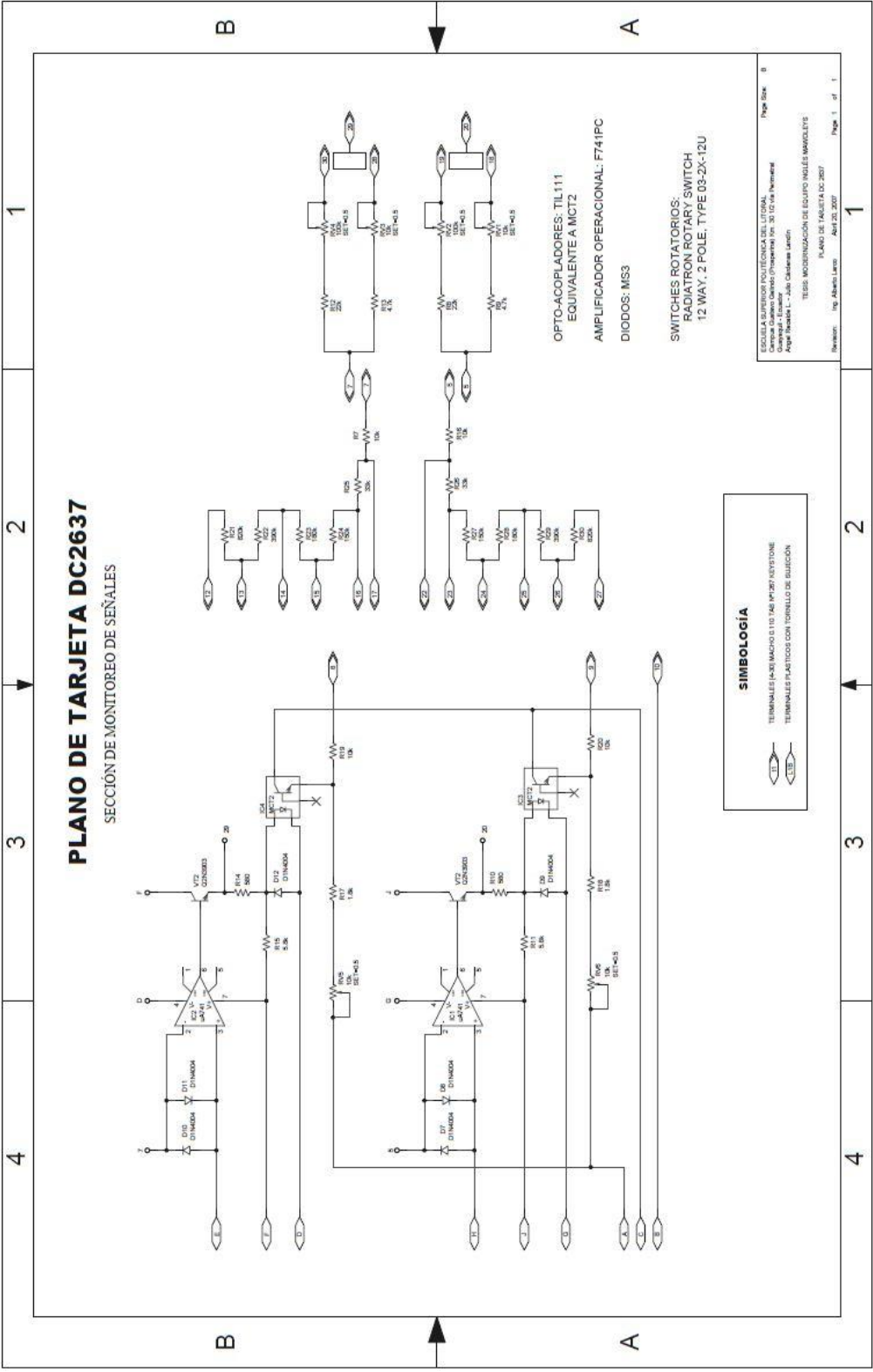


- CAPACITOR Cext:**
 5910-99-012-4928
 AHC/7542
 ELECTROLYTIC
 RED RES 100µF
 YELLOW A T 70°C
 350V A T 70°C
 KB 423KV
- SCR TRI:**
 BBC
 CS1 04803
 650A

SIMBOLOGÍA

- TERMINALES PLASTICOS CON TORNILLO DE SUJECION (ENTRADA)
- TERMINALES PLASTICOS CON TORNILLO DE SUJECION (SALIDA)
- ENTRADA POR MEDIO DE CONDUCTOR ATORNILLADO EN FORMA USIBLE

V(A) = Voltios resistivos a través de la resistencia R42 de medición de corriente de carga.



PLANO DE TARJETA DC2637

SECCIÓN DE MONITOREO DE SEÑALES

OPTO-ACOPLADORES: TL111
EQUIVALENTE A MCT2
AMPLIFICADOR OPERACIONAL: F741PC
DIODOS: MS3

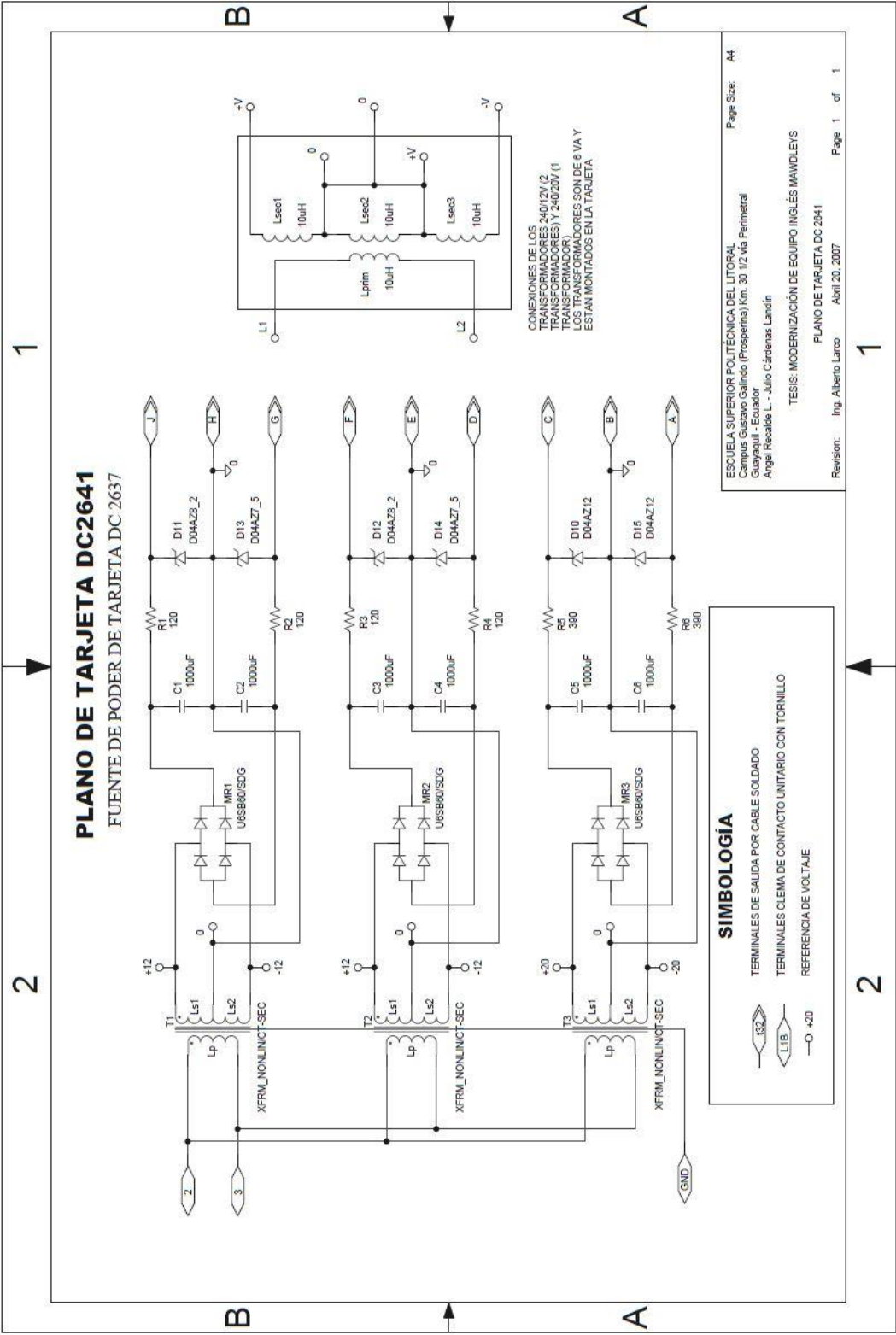
SWITCHES ROTATORIOS:
RADIATRON ROTARY SWITCH
12 WAY, 2 POLE, TYPE 03-2X-12U

SIMBOLOGÍA

- TERMINALES PARICAMADO E IET 148 4P267 4V25TONE
- TERMINALES PLÁSTICOS CON TORNILLO DE SUJECIÓN

PLANO DE TARJETA DC2641

FUENTE DE PODER DE TARJETA DC 2637



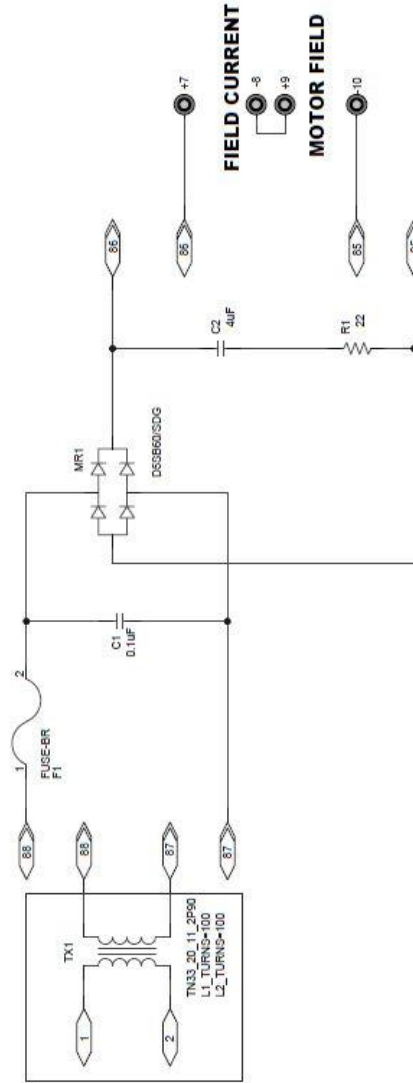
CONEXIONES DE LOS TRANSFORMADORES 240/12V (2 TRANSFORMADORES) Y 240/20V (1 TRANSFORMADOR). ESTOS TRANSFORMADORES SON DE 6 VA Y ESTAN MONTADOS EN LA TARJETA.

SIMBOLOGÍA

- TERMINALES DE SALIDA POR CABLE SOLDADO
- TERMINALES CLEMA DE CONTACTO UNITARIO CON TORNILLO
- REFERENCIA DE VOLTAJE

PLANO DE TARJETA DC3322

ALIMENTADOR DE CIRCUITO DE CAMPO DE MOTOR DC



SIMBOLOGIA

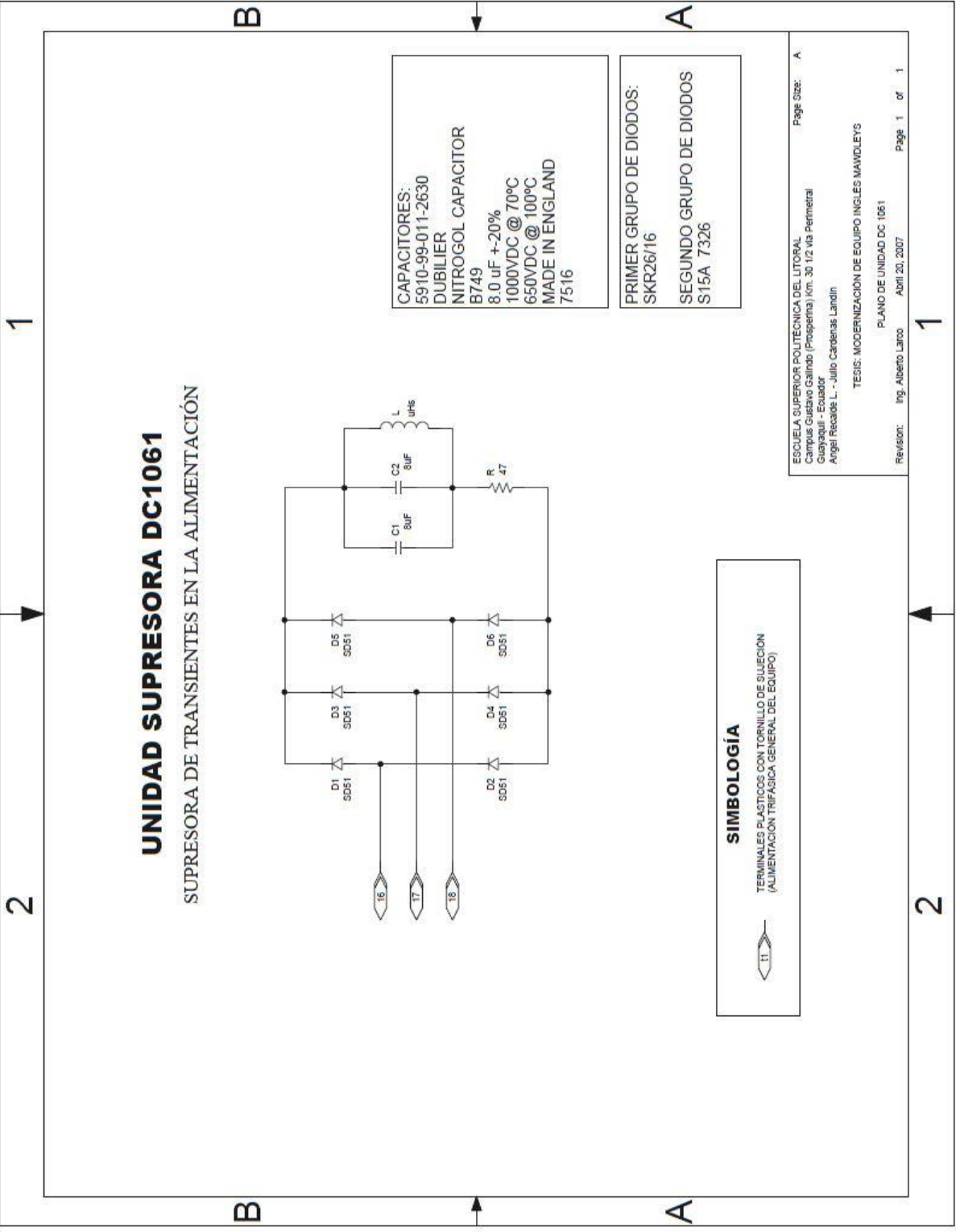
- TERMINALES PLASTICOS CON TORNILLO DE SUECION (ENTRADA)
- TERMINALES PLASTICOS CON TORNILLO DE SUECION (SALIDA)
- ENTRADA POR MEDIO DE CONDUCTOR ATORNILLADO EN PORTAFUSIBLE
- BORNIERA EXTERIOR EN PANEL FRONTAL
- PUNTOS ACCESIBLES DESDE EL PANEL FRONTAL SUPERIOR DE CONEXIONES

- FUSIBLE: 5A
450 VRMS
SIEMENS
- CAPACITOR C1: MKV
0.1uF +20%
- CAPACITOR C2:
ITT
MP33/4/300 Ag
MI 4uF +10%
300V - DB HPFNT
320V - DB HPFPU
360V - AB 25% ED
SD 4h HPFPU
360V - AB 20% ED
SD 24h HPFPU
50 Hz -25/+85°C
ProfistoBspg 2.2 KV

ESUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
Carrera: Ciencias (Preparación) Volt: 30 12 Via Perimetral
Guayaquil - Ecuador
Angel Recalde L. - Julio Cacerenas Landin

TESIS: MODERNIZACION DE EQUIPO INGLES MAWDELEYS
PLANO DE TARJETA DC 3322
Revision: Ing. Alberto Latoro - Abril 20, 2007

Page Size: A
Page 1 of 1



UNIDAD SUPRESORA DC1061




























SUPRESORA DE TRANSIENTES EN LA ALIMENTACIÓN

CAPACITORES:
 5910-99-011-2630
 DUBILIER
 NITROGOL CAPACITOR
 B749
 8.0 uF +20%
 1000VDC @ 70°C
 650VDC @ 100°C
 MADE IN ENGLAND
 7516






























PRIMER GRUPO DE DIODOS:
 SKR26/16
SEGUNDO GRUPO DE DIODOS
 S15A 7326

SIMBOLOGÍA
 TERMINALES PLÁSTICOS CON TORNILLO DE SUECIÓN
 (ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA GENERAL DEL EQUIPO)


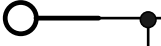

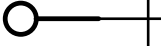

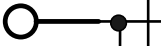

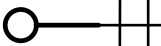

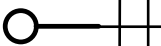

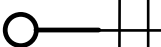



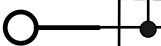

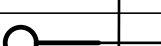











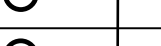





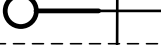

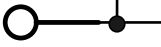





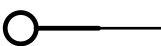



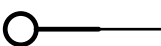

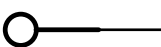

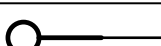

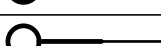
ESCUOLA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
 Campus Caliente (Prosperal) Km. 30.1/2 Vía Perimetral
 Guayaquil - Ecuador
 Ángel Recalde L. - Julio Cárdenas Landín
 TESIS: MODERNIZACIÓN DE EQUIPO INGLÉS MAWDELEYS
 PLANO DE UNIDAD DC 1061
 Revisor: Ing. Alberto Larco Abril 20, 2007
 Page Size: A
 Page 1 of 1

	Conexiones al panel frontal	Marquillas
Terminal 1  — Entrada de referencia para pulsos de disparo de SCRs	T9	32
Terminal 2  — +25Vdc no regulado		
Terminal 3  — LIBRE		
Terminal 4  — LIBRE		
Terminal 5  — Entrada de IC16, Speed/ Armature Control (Referencia)		
Terminal 6  — -25Vdc no regulado		
Terminal 7  — Salida IC12 (referencia +) Reference circuit	+T1	132
Terminal 8  — Common <i>REFERENCE</i>		
Terminal 9  — Common	POT-gnd	130
Terminal 10  — Common		
Terminal 11  — LIBRE (Posibles -15VDC)		
Terminal 12  — Salida IC13 (referencia -) Reference circuit	COMMON (P1-P6)	176
Terminal 13  — +14.5V, salida por resistencia R94 de Power Supply, punto superior de REFERENCE		
Terminal 14  — Punto medio de REFERENCE		
Terminal 15  — Entrada IC1 (Pin 10)	+Tacho	24
Terminal 16  — Salida de IC16, Speed/Armature Control		
Terminal 17  — Salida IC1 (Pin 3), pulsos negativos de 30us	-T1	131
Terminal 18  — Salida IC1 (Pin 6), pulsos negativos de 30us		
Terminal 19  — Entrada IC5 (Pin 13)	POT-Vcc	128
Terminal 20  — Entrada IC5 (Pin 12)		
Terminal 21  — Common (libre)	POT-med	129
Terminal 22  — Salida de IC18, Current Control		
Terminal 23  — Entrada de IC18, Current Control (Referencia)	G1(1)	41
Terminal 24  — +15VDC (por reafirmar con soldadura)		
Terminal 25  — Salida IC5 (Pin 3), pulsos negativos de 30us	T6	59
Terminal 26  — Salida IC5 (Pin 6), pulsos negativos de 30us		
Terminal 27  — Salida IC6 (Pin 3), pulsos negativos de 30us	P1	43
	P4	46
	G5(2)	53
	G5(1)	54
	T8	33
	T7	58
	P2	47
	P5	44
	P3	45

CONEXIONES DE LA TARJETA CONTROLADORA DC 2554 ORIGINAL (I)

	Conexiones al panel frontal	Marquillas
Terminal 28  Salida IC6 (Pin 6), pulsos negativos de 30us	P6	48
Terminal 29  Entrada IC5 (Pin 9)	G2(2)	39
Terminal 30  Entrada IC5 (Pin 10)	G2(1)	38
Terminal 31  Entrada IC6 (Pin 13)	G6(2)	50
Terminal 32  Entrada IC6 (Pin 9)	G3(2)	36
Terminal 33  Entrada IC6 (Pin 10)	G3(1)	35
Terminal 34  Entrada de IC6 (Pin 12)	G6(1)	51
Terminal 35  Entrada IC1 (Pin 9)	G1(2)	42
Terminal 36  Entrada IC1 (Pin 13)	G4(2)	56
Terminal 37  Entrada IC1 (Pin 12)	G4(1)	57
Terminal 38  Primario del transformador de impulsos	G5(3) monitoreo	52
Terminal 39  Primario del transformador de impulsos	G6(3) monitoreo	49
Terminal 40  Primario del transformador de impulsos	G2(3) monitoreo	37
Terminal 41  Primario del transformador de impulsos	G3(3) monitoreo	34
Terminal 42  Entrada de IC18, Current Control (Retro-alimentación)	COMMON PLACA DC 1119 (SET TRIP LEVEL)	134
Terminal 43  	Terminal 1 (+) Resistencia Medición I	31
Terminal 44  Monitoreo de entrada de TACÓMETRO (-)	T4 -Tacho	61 25
Terminal 45  Salida filtrada y ajustada de TACÓMETRO (-)		
Terminal 46  Entrada de TACÓMETRO (-)		
Terminal 47  Primario del transformador de impulsos	G4(3) monitoreo	55
Terminal 48  Primario del transformador de impulsos	G1(3) monitoreo	40
Terminal 49  Monitoreo de entrada de V. DE ARMADURA (-)	T3	60
Terminal 50  Salida ajustada de V. DE ARMADURA (-)		
Terminal 51  Common 	Terminal 2 (-) Resistencia Medición I	18
Terminal 52  Common		
Terminal 53  Entrada de IC16, Speed/Armature Control (Retro-alimentación)	V(A) PLACA DC 1119 (SET TRIP LEVEL)	135
Terminal 54  Entrada de VOLTAJE DE ARMADURA (-)	T5 Varmadura cuando cierra Load breaker	62 20

CONEXIONES DE LA TARJETA CONTROLADORA DC 2554 ORIGINAL (II)

	Marquillas		Conexiones al panel frontal	
Terminal 4 		116	INPUT (1A)	
Terminal 5 		117		
Terminal 6 		120		
Terminal 7 		121		
Terminal 8 		115		
Terminal 9 		119		
Terminal 10 		118		
Terminal 11 		153		
Terminal 12 		154		INPUT (1B)
Terminal 13 		155		
Terminal 14 		156		
Terminal 15 		157		
Terminal 16 		158		
Terminal 17 		159		
Terminal 18 		160		
Terminal 19 		161		
Terminal 20 		162	INPUT (2B)	
Terminal 21 		163		
Terminal 22 		164		
Terminal 23 		165		
Terminal 24 		166		
Terminal 25 		167		
Terminal 26 		168		
Terminal 27 		169		
Terminal 28 		170		
Terminal 29 		171		
Terminal 30 		172		
CONEXIONES DE TERMINALES DE TARJETA DE MONITOREO DC 2637				

ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL TRANSFORMADOR TRIFÁSICO PTREC.40

TRABAJO:	Transformador trifásico que alimenta de potencia al convertidor de tiristores.
PRIMARIO:	Cada fase está devanada para 415 V con taps a 380 V y 220 V. Se puede utilizar en delta a 220, 380 o 415 V. Todos los taps están determinados para trabajar a voltaje nominal + 10%
SECUNDARIO:	Tiene tres devanados secundarios por fase. Dos devanados producen 105V, 3 A RMS y son aptos para trabajar en conexiones serie o paralela. El tercer devanado produce 210V, 4 A RMS. Todos los 18 terminales de conexiones están disponibles al usuario en el panel frontal inferior.
TERCIARIO:	A ser conectado en delta. Está devanado para producir 220V a 200mA por línea.
PANTALLA ELECTROSTÁTICA:	Es proveída entre primario y secundario
TEMPERATURA AMBIENTE MÁXIMA:	50°C
ARREGLO DE TERMINALES:	Los terminales están cableados y dispuestos en un tablero vertical montado a un lado del transformador. Estos terminales están empernados con su identificación respectiva en el panel.
PRUEBAS:	2½ kV RMS por treinta segundos entre devanados, y entre devanados y pantalla electrostática conectada a la carcasa.
PROCESO DE EMBALAJE:	Barnizado y envuelto al vacío

**ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL TRANSFORMADOR
MONOFÁSICO PTREC.38 DE 2.7 KVA**

TRABAJO:	Transformador monofásico que alimenta de potencia al convertidor de tiristores.
PRIMARIO:	Cada fase está devanada para 240 V con taps a 220 V y 127 V. Todos los taps están determinados para trabajar a voltaje nominal + 10%
SECUNDARIO:	Tiene dos devanados secundarios que producen 270V, 5 A RMS y son aptos para trabajar en conexiones serie o paralela.
PANTALLA ELECTROSTÁTICA:	Es proveída entre primario y secundario.
TEMPERATURA AMBIENTE MÁXIMA:	50°C
ARREGLO DE TERMINALES:	Los terminales están cableados y dispuestos en un tablero vertical montado a un lado del transformador. Estos terminales están empernados con su identificación respectiva en el panel.
PRUEBAS:	2½ kV RMS por treinta segundos entre devanados, y entre devanados y pantalla electrostática conectada a la carcasa.
PROCESO DE EMBALAJE:	Barnizado y envuelto al vacío

**ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL REACTOR
DE INTERFASE CHEC.4**

TRABAJO:	En configuraciones de transformador doble-estrella con reactor de interfase. También como inductor.
----------	---

INDUCTANCIA:	Es un choque con tap central que tiene una inductancia total de 360 mH.
RIZADO:	300 V pico a pico a 150 Hz en los terminales extremos del reactor.
CORRIENTE DIRECTA:	5 amperios promedio en cada mitad del devanado.
CONSTRUCCIÓN:	Tipo abierta
TEMPERATURA AMBIENTE MÁXIMA:	50°C
ARREGLO DE TERMINALES:	Los terminales están cableados y dispuestos en un tablero vertical montado arriba del reactor. Estos terminales están empernados con su identificación respectiva en el panel.
PRUEBAS:	2½ kV RMS por treinta segundos entre devanados y carcasa.
PROCESO DE EMBALAJE:	Barnizado y envuelto al vacío

ESPECIFICACIONES TECNICAS DE LA INDUCTANCIA DE CHOQUE CHEC.5

TRABAJO:	Para conectarse en serie con al armadura de un motor DC operado desde un convertidor de tiristores.
INDUCTANCIA:	25 mH.
RIZADO:	212 V pico a pico a 100 Hz
CORRIENTE DIRECTA:	7 amperios promedio
CONSTRUCCIÓN:	Tipo abierta
TEMPERATURA AMBIENTE MÁXIMA:	50°C
ARREGLO DE TERMINALES:	Los terminales están cableados y dispuestos en un tablero vertical montado arriba del inductor. Estos terminales están empernados.
PRUEBAS:	2½ kV RMS por treinta segundos entre devanado y carcasa.
PROCESO DE EMBALAJE:	Barnizado y envuelto al vacío

ESPECIFICACIONES TECNICAS DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA DE CUATRO POLOS

FRAME SIZE:	41B
POTENCIA:	1.5 HP
VELOCIDAD:	2500 RPM

VOLTAJE DE ARMADURA:	165 VDC
CORRIENTE DE ARMADURA NOMINAL:	9.0 AMPERIOS DC
VOLTAJE DE CAMPO SEPARADAMENTE EXCITADO:	145V
INDUCTANCIA DE ARMADURA:	19.2 mH
RESISTENCIA TOTAL DEL CIRCUITO DE ARMADURA:	4.8 ohmios (caliente)
CONSTANTE DE TIEMPO DE LA ARMADURA:	4.0 ms
INDUCTANCIA DE CAMPO:	49.0 H
RESISTENCIA DE CAMPO:	700 ohmios (caliente)
CONSTANTE DE TIEMPO DE CAMPO:	70 ms

CONEXIONES	
CAMPO	XX-POSITIVA, X-NEGATIVA
ARMADURA	Para rotación en el sentido de la manecillas del reloj mirando desde el extremo de escobillas del motor: A-POSITIVA, AA-NEGATIVA Para invertir el giro de rotación, invierta las polaridades de A y AA.

REPUESTOS RECOMENDADOS

- C.E. Rodamiento rígido de bolas, marca Hoffman LS9V3, RHP LJ.7/8 o equivalente
- D.E. Rodamiento rígido de bolas, marca Hoffman LS10V3, RHP LJ.1 o equivalente
- Anillo metálico de presión, marca George Emmott PLW.18
- Escobillas, 5/8'' x 5/16'' - marca Morganite EG8101 o equivalente
- Porta-escobillas, 5/8'' x 5/16'' (160.L) Simple

ESPECIFICACIONES TECNICAS DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA DE DOS POLOS

FRAME SIZE:	40C
POTENCIA:	1.5 HP
VELOCIDAD:	2500 RPM
VOLTAJE DE ARMADURA:	165 VDC

CORRIENTE DE ARMADURA NOMINAL:	9.0 AMPERIOS DC
VOLTAJE DE CAMPO SEPARADAMENTE EXCITADO:	145V
INDUCTANCIA DE ARMADURA:	30.88 mH
RESISTENCIA TOTAL DEL CIRCUITO DE ARMADURA:	3.86 ohmios (caliente)
CONSTANTE DE TIEMPO DE LA ARMADURA:	8.0 ms
INDUCTANCIA DE CAMPO:	132.0 H
RESISTENCIA DE CAMPO:	780 ohmios (caliente)
CONSTANTE DE TIEMPO DE CAMPO:	170 ms

CONEXIONES	
CAMPO	XX-POSITIVA, X-NEGATIVA
ARMADURA	Para rotación en el sentido de la manecillas del reloj mirando desde el extremo de escobillas del motor: AA-POSITIVA, A-NEGATIVA Para invertir el giro de rotación, invierta las polaridades de A y AA.

REPUESTOS RECOMENDADOS

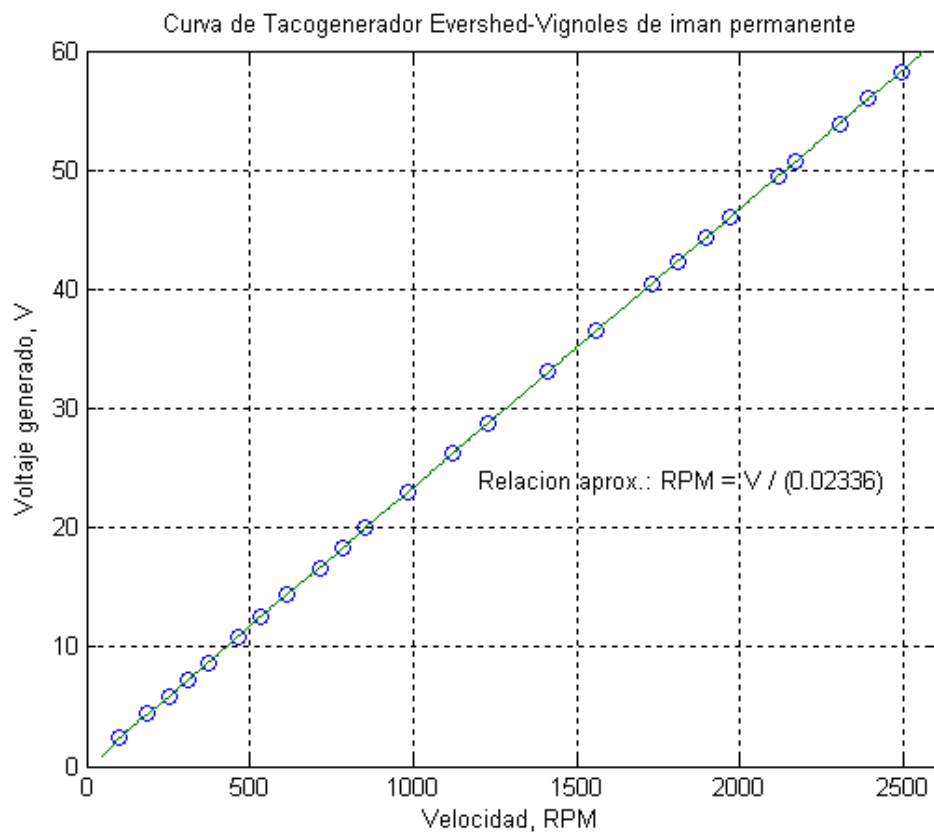
- C.E. Rodamiento rígido de bolas, marca Hoffman 117V3, RHP 6203 o equivalente
- D.E. Rodamiento rígido de bolas, marca Hoffman 130V3, RHP 6206 o equivalente
- Anillo metálico de presión, marca George Emmott EPL.34
- Escobillas, 5/8'' x 3/8'' - marca Morganite EG236 o equivalente
- Porta-escobillas, 5/8'' x 3/8'' (160.G) Doble

ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL TACOGENERADOR ACOPLADO AL CONJUNTO MOTOR-GENERADOR DC MAWDLEYS

MARCA	EVERSHED & VIGNOLES
SALIDA DC	24V / 1000 RPM
MODELO	Taco-generador DC de imán permanente, Tamaño 23, Tipo FBF102A/3/D
LINEARIDAD	±0.3% con una carga de 225 veces su resistencia de armadura
	±0.5% con una carga de 45 veces sus resistencia de armadura

CONSTRUCCION	39 segmentos conmutadores
	13 ranuras en su armadura
CONSTANTES	Torque de fricción estática 50 g·cm
	Torque de fricción viscosa/1000RPM 14.2 g·cm
	Velocidad máxima: alrededor de 8000 RPM
	Salida máxima: alrededor de 200 V
DATOS MECANICOS	Diámetro de eje: 0.250'' ± 0.0005''
	Largo: 3 13/32''
	Brida cuadrada: 2.25'' por lado

CURVA DE TRABAJO



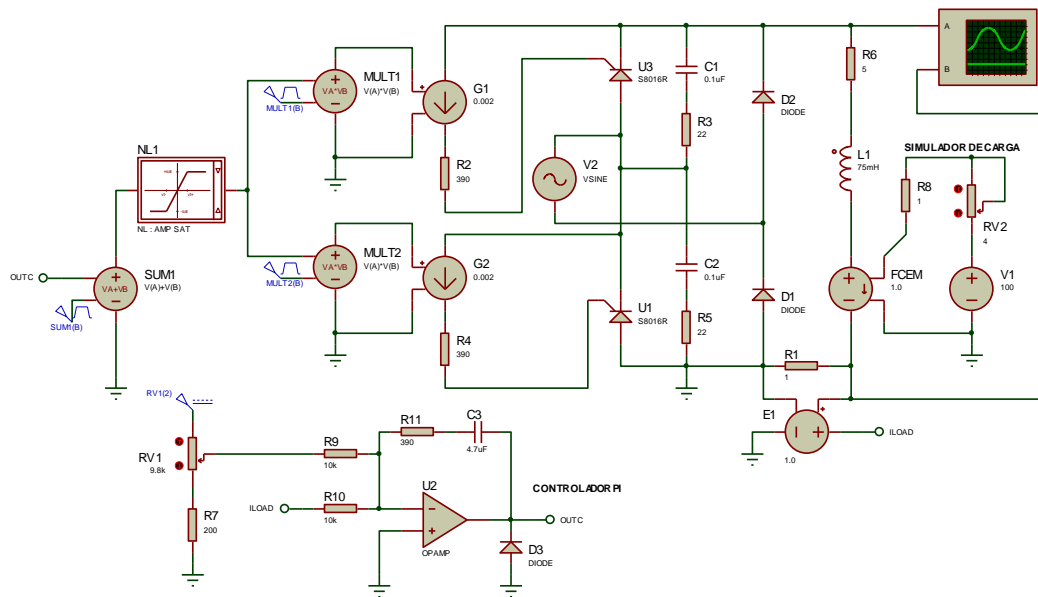
Relación lineal aproximada: $RPM = V / 0.02336$

FUNCIONES ESPECÍFICAS DE LOS SIMULADORES UTILIZADOS

Durante la elaboración de la tesis, fue necesario usar simulación por computadora ya que no existía una referencia de funcionamiento tanto de las unidades electrónicas de control, como de la electrónica de potencia. Las asunciones ideales en principio pueden esclarecer varias incógnitas, como por ejemplo, en el comportamiento de los tiristores y diodos en circuitos rectificadores. Pero el control electrónico merece un estudio detallado que viene bien realizado con ayuda de los simuladores por computador. Los simuladores principales utilizados fueron Orcad PSpice v 9.0 y Proteus ISIS 6.75 de Labcenter Electronics. Ambos tienen características singulares tanto así que podría decirse que de alguna forma son complementarios al momento de diseñar una aplicación. Proteus ISIS tiene la ventaja de poder simular en tiempo real visualizando los resultados en un osciloscopio virtual, pero no soporta fácilmente la densidad y complejidad de circuitos anidados como el PSpice.

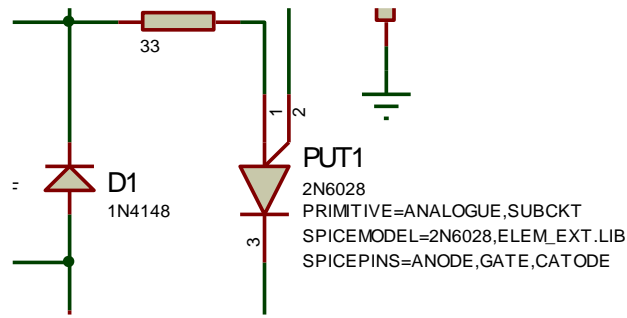
Una de las aplicaciones que no demanda mucho esfuerzo y puede llegarse a realizar en Proteus ISIS es el controlador PI de corriente. El modelo del motor DC y sus variaciones de carga son reemplazados con un circuito $R - L - FCEM$, las variaciones en la $FCEM$ representan variaciones de carga, y así pueden controlarse tanto la referencia de corriente como la cantidad de carga. Este sencillo modelo se muestra en la gráfica a continuación.

CONTROLADOR PI DE CORRIENTE CON RECTF. 1PH DE ONDA COMPLETA (DIODO INTRIN.)

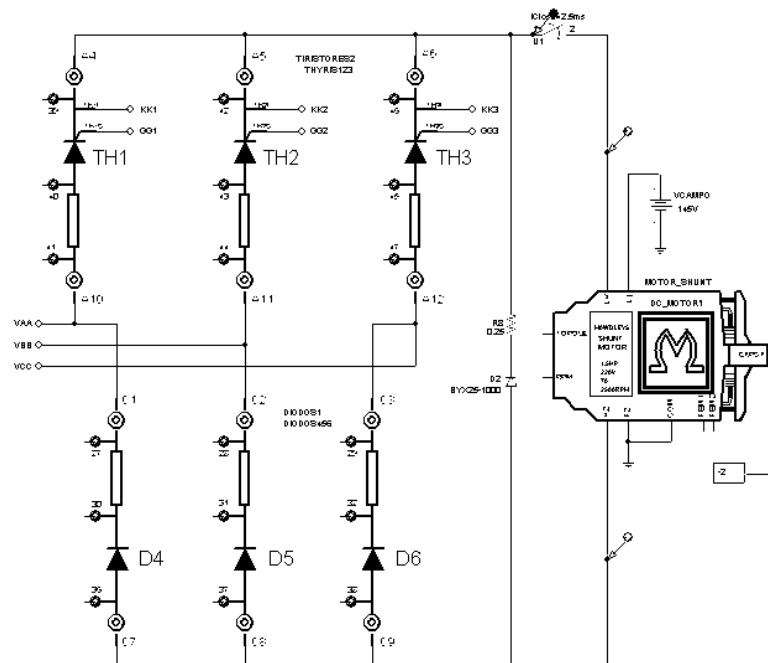


El circuito mostrado no es la representación exacta de la realidad, pero viene bien para comprender suficientemente bien el principio de los controladores Proporcionales – Integrales expuestos en la tesis, la enorme ventaja que se obtiene es presenciar las variaciones en tiempo real del controlador. En el ejemplo, se utilizan sumadores de voltaje *SUMMER* como sumadores matemáticos, *NL: AMP – SAT* como amplificadores de ganancia alta con histéresis, y multiplicadores de voltaje *MULTIPLIER* como multiplicadores matemáticos. Estas funciones nos permiten construir un controlador de tiristores sin muchas complicaciones.

Como se mencionó, en Proteus también es posible incluir modelos como el del PUT 2N6028, el cual se extrajo de una librería para PSpice. No hay ningún inconveniente en utilizarlo ya que Proteus cuenta con un programa para decodificarlos de acuerdo a las rutinas propias del PSpice. Sin embargo, al construir el componente, el símbolo se guarda en una librería de usuario y su modelo se almacena en archivos con extensión *.LIB*. Las direcciones se pueden detallar como a continuación se muestra.



No obstante, cuando la complejidad de los modelos y la densidad de circuitos aumentan, Proteus consume muchos recursos virtuales y aún así no logra desempeñarse adecuadamente con configuraciones complejas de electrónica de potencia. Para esto, es necesario recurrir a programas que soporten grandes cantidades de iteraciones y muchos circuitos analógicos y digitales combinados. El sacrificio es perder la visualización en tiempo real. Es así como para otras aplicaciones se utiliza PSpice, el cual permite inclusión de modelos, librerías nuevas, realización de bloques, y entre otras prestaciones estos bloques pueden llegar a tener buen desarrollo gráfico para presentaciones profesionales como la mostrada abajo.



La experiencia que adquiera el usuario, permitirá hacer mejores bloques gráficos y así ir anidando circuitos. El ejemplo arriba contiene tres bloques, uno con tres tiristores con su respectiva red Snubber y una resistencia de sensado de corriente, otro con tres diodos y su

resistencia de sensado de corriente y un modelo de estado estable del motor DC MAWDLEYS 41B.

Para finalizar la demostración, se presenta un pequeño instructivo para realizar bloques gráficos como éstos.

MANUAL DE INCLUSIÓN DE NUEVOS ELEMENTOS EN ORCAD PSPICE V 9.0.

-Armar el circuito y reemplazar los pines importantes de entrada y salida con los elementos:

- *IF_IN* (ENTRADAS)
- *IF_OUT* (SALIDAS)

Estos elementos están en la librería ***PORT.SLB***

-Guardar el esquemático con un nombre cualquiera (no es necesario asociarlo con un nombre en especial)

-Elija **TOOLS**, luego **CREATE SUBCIRCUIT**, y almacenarlo con un nombre que será el mismo que se usará más adelante para identificación.

(Nota: pueda que SPICE guarde el archivo con el mismo nombre que el esquemático, es decir, si el esquemático se llama CONTROL_FASE.SCH, el subcircuito será CONTROL_FASE.SUB; este nombre lo usará más adelante para identificación. De otro modo, si SPICE le abre una ventana de diálogo, guarde el archivo con el nombre que quiera, pero que usará más adelante para identificación)

-Para disponer el circuito en librerías, vaya a **ANALYSIS**, luego a **LIBRARY & INCLUDE FILES**. En la ventana de diálogo vaya a **BROWSE**. . ., busque el archivo *.sub en el directorio donde lo guardó, selecciónelo (p. Ej, control_fase.sub), luego vaya a **ADD LIBRARY** y cierre la ventana de diálogo con OK.

-Para crear el símbolo, vaya a **FILE**, luego **SYMBOLIZE**. Ubique un nombre para el símbolo, luego se le pedirá que guarde la librería de símbolo nueva, ubique un nombre (el

mismo que el nombre anterior para identificación, p. Aj, control_fase.slb) y guárdelo en el mismo directorio que el anterior.

-Vaya a **FILE**, luego a **OPEN** y escoja la librería de símbolos que creó en el paso anterior. (p. Ej, control_fase.slb)

-Vaya a **FILE**, luego a **EDIT LIBRARY**. Se abrirá el *SIMBOL EDITOR*. Allí vaya a **PART**, seleccione **GET** y seleccione el subcircuito del mismo nombre. Aparecerá un genérico ya creado. Modifíquelo de ser necesario.

-Vaya a **PART**, seleccione **ATTRIBUTES**, y en la lista busque *PART=* , y ubique el nombre del símbolo (p. ej, control_fase). Se ha asociado completamente.

MANUAL DE PRÁCTICAS EXPERIMENTALES PARA USO DEL EQUIPO INGLÉS CONVERTIDOR DE TIRISTORES MAWDLEYS

CIRCUITOS CONVERTIDORES Y PRUEBAS EXPERIMENTALES

Los circuitos convertidores tienen una amplia gama de aplicación, pueden ir desde uno monofásico de media onda aplicado para la carga de una simple batería, hasta un sistema de varias fases usado en aplicaciones de alta potencia como tracción DC.

Algunas de estas configuraciones son usadas en equipos de uso permanente, algunas por bajo contenido de rizado, mientras otras pueden causar problemas a la fuente de alimentación y con esto afectar a las operadoras eléctricas (suministro de energía eléctrica).

1.- CONVERTIDOR MONOFÁSICO DE MEDIA ONDA

Este es el convertidor más simple y más barato de realizar de todos los circuitos convertidores. Su principal desventaja es que su corriente DC de salida contiene una gran componente AC y su corriente AC de entrada contiene una gran componente DC. Esta componente DC en su corriente de entrada hace que las aplicaciones se limiten hasta 0.75 kW según las empresas proveedoras de servicio eléctrico.

Sin embargo, exceptuando la desventaja de la conmutación, este circuito nos muestra varias de las características básicas de la mayoría de los sistemas convertidores más complejos que desde un punto de vista académico es muy útil para los análisis teóricos.

Procedimiento experimental:

- Realizar la conexión del transformador y del convertidor como se muestra en la FIGURA 1(A).
- Interconectar los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en FIGURA 1(B).
- Conectar una carga apropiada en los terminales de salida (Ver TABLA I)
- Fijar la REFERENCIA en cero.
- La polaridad del interruptor de REFERENCIA debería ser fijada positivamente (+) a menos que se utilice el controlador de corriente, en ese caso la polaridad del interruptor de REFERENCIA debería ser negativa (-).
- Cerrar el breaker AC de entrada.
- Cerrar el breaker DC de salida.
- Ajustar la REFERENCIA (ángulo de disparo) según se requiera.

Las formas típicas de onda asociadas con este circuito se muestran en la FIGURA 1 (C).

- i) La carga es resistiva y el ángulo de disparo α_F es ajustado para igualar el ángulo de fase de la carga Φ por ejemplo: $\alpha_F = \Phi = 0^\circ$.
- ii) La carga es compuesta $\omega L = R$ y el ángulo de disparo α_F es ajustado para igualar el ángulo de fase de la carga Φ p. ej: $\alpha_F = \Phi = 45^\circ$.
- iii) La carga es altamente inductiva $\omega L > 50R$ y el ángulo de disparo α_F es ajustado para igualar el ángulo de fase de la carga Φ p. ej: $\alpha_F = \Phi = 90^\circ$.
- iv) La carga es altamente inductiva $\omega L > 50R$ y el ángulo de disparo α_F es ajustado a cero por ejemplo $\alpha_F = 0^\circ$.

RESULTADOS Y OBSERVACIONES

Carga puramente resistiva (i)

- La corriente de salida se encuentra en fase con el voltaje de salida.
- El tiristor (SCR) se apaga por línea; esto es, a $\Phi = \pi$ cuando la fuente de voltaje e_s de entrada y la corriente de salida i son cero.

- El voltaje DC promedio de salida $V_{dc.prom} = V_{Rprom} = \frac{\hat{E}_S}{2\pi}(1 + \cos \alpha_F)$.

Carga compuesta $\omega L = R$ (ii)

- La corriente salida i no se encuentra en fase con la fuente de voltaje de entrada.
 - la corriente de salida NO es cero cuando la fuente de voltaje de entrada es cero.
 - El tiristor NO se apaga cuando $\Phi = \pi$.
- El tiristor se apaga cuando $\int_{\alpha_F}^{\alpha_{OFF}} e \cdot dt = 0$ que es cuando el área bajo la curva de la FEM. inducida es cero. Esto puede ser fácilmente demostrado observando la forma de onda cuando el tiristor es disparado a un ángulo $\alpha_F = \Phi = 45^\circ$. Como se ve en la FIGURA 1 (C)(ii),

$$\text{Área sombreada ABC} = \text{Área sombreada CFG}$$

También puede mostrarse que si

$$V_{dc} = V_r + e, \text{ luego}$$

$$\text{Área sombreada ABD en (iii)} = \text{Área sombreada ABC en (ii)}$$

De manera análoga,

$$\text{Área sombreada DFG en (iii)} = \text{Área sombreada CFG en (ii)}$$

En general el tiristor se apagará cuando las áreas sombreadas tanto en la zona positiva como en la negativa son iguales.

- El voltaje promedio de salida $V_{dc.prom} = V_{Rprom} = \frac{\hat{E}_S}{2\pi}(\cos \alpha_F - \cos \alpha_{OFF})$

Para $\alpha_F = \Phi = 45^\circ$, $\alpha_{OFF} = 135^\circ$

$$\therefore V_{dc.prom} = \frac{\hat{E}_S}{\sqrt{2}\pi}$$

Y el voltaje promedio a través del resistor $V_{R.prom}$

$$V_{R.prom} = V_{dc.prom}$$

Carga altamente inductiva $\{ \tan^{-1}(\omega L/R) \rightarrow 90^\circ \}$

- El voltaje promedio de salida es aproximadamente cero. Ver FIGURA 1 (C) (iv)

$$\text{Por ejemplo: } V_{dc} = e, V_r = 0$$

$$V_{dc.prom} = e_{prom} = 0$$

Cuando $\alpha_F = \Phi = 90^\circ$, las formas de onda de la corriente son totalmente positivas y por ende el periodo de conducción es de 180° . A medida que se vaya reduciendo el ángulo de disparo, el periodo de conducción se incrementará hasta $\alpha_F = 0$ donde se logra un periodo de conducción de 360 grados y una onda de corriente que tiene la

forma $i = \hat{I}(1 - \cos \theta)$ que presenta un valor máximo de $2 \cdot \hat{I}$ cuando $\theta = 180 \text{ grados}$ (Ver FIGURA 1 (C) (v)).

Por lo tanto, en términos de rectificación del voltaje de salida, el tiristor no es efectivo puesto que el voltaje DC de salida es similar al voltaje AC de entrada.

EFEECTO DEL DIODO DE PASO LIBRE

La conexión del convertidor monofásico de media onda con diodo de paso libre se muestra en la FIGURA 1 (A).

Refiriéndonos a las formas de onda de la FIGURA 1 (C) (vi) podemos ver que el tiristor se apaga en $\theta = \pi$ aun cuando la corriente de la carga todavía no es cero. Esto es posible porque la corriente de la carga es forzada, mediante el voltaje negativo residual de carga, a fluir por el camino de baja resistencia relativa proporcionada por el diodo de paso libre. De este modo la corriente de la carga es transferida desde el tiristor hacia el circuito del diodo de paso libre y en consecuencia el tiristor se apaga.

El periodo completo de conducción puede ser dividido en dos partes.

Periodo comprendido entre α_F hasta $\pi \rightarrow$ Conduce el tiristor

Periodo comprendido entre π hasta $\alpha_{OFF} \rightarrow$ Conduce el diodo de paso libre

En la FIGURA 1 (C) (vi) la corriente cae a cero cuando las áreas sombreadas CDEF y ABC se igualan, en consecuencia la corriente es discontinua.

En la FIGURA 1 (C) (vii) la constante de tiempo de la carga (L/R) es mayor al periodo de la fuente de voltaje de alimentación, por tal razón la corriente sigue fluyendo por el circuito de carga aún cuando el tiristor será disparado en el siguiente semiciclo positivo, consecuentemente la corriente en la carga será continua.

La conducción continua es importante en los circuitos convertidores particularmente en el manejo de motores ya que el torque del motor es directamente proporcional a la corriente de armadura promedio pero el calentamiento de la armadura es proporcional al cuadrado de la corriente RMS. En consecuencia, la elección del motor va a depender del factor de forma de la onda de la corriente de armadura, el cual es mejorado si las condiciones de conducción continua se mantienen.

2.- CONVERTIDOR BIFÁSICO DE ONDA COMPLETA

Una configuración bifásica posee la menor cantidad de tiristores para realizar la conversión de onda completa y cuando es usada en conjunto con una máquina DC tiene la capacidad regenerativa por efecto de la inversión de la FEM de la armadura. La necesidad de contar con un transformador con *tap* central encarece demasiado este circuito para usarlo en propósitos generales, pero tiene su utilidad en aplicaciones donde el transformador es primordial (para obtener voltajes no estandarizados o para aislar el sistema de la fuente de alimentación general).

El diagrama del circuito para la conexión bifásica en la FIGURA 2 (A) muestra que cada tiristor posee un diodo en serie a cada uno. La razón de esto es porque el voltaje pico inverso V_{VPI} a través de cada tiristor podría llegar a $2\hat{E}$ (765 V) sin los diodos en serie (Ver FIGURA 2 (C) (vi)).

Aun cuando esto no exceda el valor del V_{VPI} de los tiristores es prudente, particularmente en sistemas de control de motores, permitir ubicar esos diodos por los voltajes picos de los transientes superpuestos iguales al V_{VPI} normal en estado estable. Consecuentemente el valor seguro de V_{VPI} requerido en los tiristores es (1530V) el cual excede el valor nominal de V_{VPI} usado en los elementos. Una solución económica es proporcionar diodos conectados en serie los cuales mantengan apreciablemente bajo el voltaje pico inverso.

Procedimiento experimental:

- Realizar las conexiones del transformador y del convertidor como se muestra en la FIGURA 2 (A).
- Interconectar los pulsos y los circuitos de compuerta como se ve en la FIGURA 2 (B).
- Conectar una carga adecuada en los terminales de salida (ver TABLA I).
- Fijar la REFERENCIA en cero.
- La polaridad del interruptor de REFERENCIA debería ser fijada positivamente (+) a menos que se utilice el controlador de corriente, en ese caso la polaridad del interruptor de REFERENCIA debería ser negativa (-).
- Cerrar el breaker de entrada AC
- Cerrar el breaker de salida DC
- Ajustar la REFERENCIA (ángulo de disparo) como se requiera.

Las formas de onda típicas obtenidas en este circuito se muestran en la FIGURA 2 (C).

- i) Cada tiristor es disparado inmediatamente después de que ha percibido voltaje positivo en su ánodo; de este modo su ángulo de disparo será cero. Como la carga es resistiva la

corriente y el voltaje de salida se encuentran en fase, por tal motivo el tiristor se apagará en $\theta = \pi$ que es cuando la corriente y el voltaje se hacen cero.

- ii) El disparo del tiristor es desplazado hasta cuando el voltaje del ánodo alcance su valor pico positivo ($\alpha_F = 90^\circ$). Nuevamente al ser un sistema idealizado teniendo valores de inductancia despreciables, la corriente instantáneamente alcanza su valor pico y sigue la forma de onda de la fuente de voltaje cayendo a cero en $\theta = \pi$ que es cuando el tiristor se apaga.
- iii) El ángulo de disparo es nuevamente desplazado hasta el tiempo en que la fuente alcanza su valor pico máximo ($\alpha_F = 90^\circ$), pero como la carga es lo suficientemente inductiva, la corriente a través del circuito de carga y el transformador es continua. En consecuencia el tiristor que conduce previamente **TH4** no puede ser apagado hasta que el tiristor **TH1** sea encendido y lo conmute al estado de apagado. De esta manera el periodo de conducción de cada tiristor es un semi-ciclo completo que va desde $\alpha = \pi/2$ hasta $\alpha = 3\pi/2$; por tal el voltaje promedio de salida es igual a cero. En general el voltaje promedio de salida para un convertidor completamente controlado con conducción continua viene dado por :

$$V_{dc} = V_{dc0} \cos \alpha_F$$

Donde V_{dc0} representa el voltaje promedio para $\alpha_F = 0$.

- iv) El ángulo de disparo es desplazado 120° y las condiciones de conducción continua asumidas mantienen el voltaje promedio de salida negativo. Para lograr esto en la práctica es necesario que el circuito de carga posea una fuente propia de FEM. Esta fuente de FEM es la que lleva a la corriente directa a estar contraria al voltaje inverso presentado por el convertidor, por tal razón la potencia es transferida del lado DC hacia el lado AC y el convertidor estaría operando como *inversor*. Vea la sección **4.- CONVERTIDOR DE ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO** para el procedimiento de operación en modo inversor.
- v) En la FIGURA 2 (C) (v) la corriente en la carga es continua por consiguiente a $\theta = \pi$ la corriente es conmutada desde el tiristor **TH1** hacia el diodo de paso libre y por ende el tiristor se apaga. Así el circuito de carga puede ser desconectado de la fuente de alimentación pero la corriente es mantenida a través del circuito de carga y el diodo de paso libre hasta que el tiristor **TH4** es disparado. Consecuentemente, y de la misma forma que el diodo está conduciendo, el voltaje de salida promedio a través de la carga es negativo y ligeramente igual que la caída de voltaje de polarización directa del diodo de paso libre.

El voltaje promedio de salida para condiciones de conducción continua es:

$$V_{dc} = \frac{V_{dc0}}{2} (1 + \cos \alpha_F), \text{ el mismo que para una carga puramente resistiva.}$$

3.- CONVERTIDOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO

En la FIGURA 3 (A) los tiristores son comunes al terminal negativo de carga DC; este arreglo tiene la siguiente desventaja: si se retiran los pulsos de disparo inmediatamente después de que algún tiristor haya encendido, es posible que con una carga inductiva alta el tiristor se mantenga conduciendo hasta que se aplique el próximo semiciclo positivo de alimentación AC. Este circuito continuaría operando de esta manera indefinidamente causando largos picos transientes de corriente en la carga. Este efecto se puede prevenir acomodando un pulso de apagado de 170° aproximadamente en cada semiciclo, o utilizando un diodo de paso libre.

Los diagramas de conexiones están en FIGURA 3 (A) y FIGURA 3 (B).

FIGURA 3 (D).- CONVERTIDOR SEMI-CONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE.

El diodo de paso libre asegura que en un circuito inductivo el tiristor que esté conduciendo sea apagado apropiadamente cuando el voltaje de la alimentación AC cruce por cero.

Mientras el voltaje de alimentación cruza por cero, la corriente no será cero debido a la inductancia del circuito. Sin embargo, mientras el voltaje de alimentación AC se vuelve negativo la corriente será forzada a pasar a través de un camino de baja impedancia proveído por el diodo de paso libre. Así, la corriente en el tiristor desciende a cero y se apaga. Este proceso de desvío de corriente de un tiristor de manera que se apague es llamado *conmutación* y cuando ocurre de forma natural como ocurre en este circuito se denomina *conmutación natural*.

Los diagramas de conexiones están en FIGURA 3 (D) y FIGURA 3 (B).

FIGURA 3 (E).- CONVERTIDOR SEMICONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE INTRÍNSECO.

Teniendo los tiristores comunes a los terminales AC la corriente de carga se desvía a través de los diodos, los cuales conectamos en serie a través de los terminales de carga. Así, el voltaje de alimentación inverso apaga los tiristores apropiadamente. Ambos diodos tendrán una corriente nominal de selección mayor debido a que deben ser capaces de soportar la corriente por períodos más largos.

Los diagramas de conexiones están en FIGURA 3 (E) y FIGURA 3 (F).

Procedimiento experimental:

1. Realizar las conexiones del transformador, convertidor y circuitos de compuerta como se muestra en los diagramas apropiados.
2. Conectar una carga adecuada a los terminales de salida
3. Ubicar la REFERENCIA en cero.

4. La polaridad de la REFERENCIA debe ser positiva (+) a menos que se utilice el control de corriente solo (amplificador de corriente), en cuyo caso la polaridad de la REFERENCIA debe ser negativa (-)
5. Cerrar el breaker AC de alimentación
6. Cerrar el breaker DC de carga
7. Ajustar la REFERENCIA como se requiera.

Las formas de onda idealizadas típicas de este circuito se muestran en la FIGURA 2 (C).

MOTOR DC COMO CARGA (véase formas de onda de FIGURA 3 (C))

Es interesante investigar el desempeño del motor 40C MAWDLEYS cuando está operando bajo control a lazo abierto o control a lazo cerrado y también investigar el efecto de la corriente de armadura continua o discontinua en la regulación de velocidad.

Procedimiento experimental:

1. Realizar las conexiones del transformador, convertidor y circuitos de compuerta como se muestra en los diagramas apropiados.
2. Conectar el motor 40C como se muestra en la TABLA I.
3. Use el generador para ejercer torque de frenado conectando el circuito de armadura a una carga resistiva mediante un interruptor.
4. Ubique la REFERENCIA a cero.
5. La polaridad de la REFERENCIA debe ser positiva (+) a menos que se utilice el control de corriente solo (amplificador de corriente), en cuyo caso la polaridad de la REFERENCIA debe ser negativa (-)
6. Conectar los amplificadores de retroalimentación (controladores PI) como sea conveniente para cada prueba descrita a continuación
 NOTA IMPORTANTE: Cuando se use el controlador de corriente (amplificador de corriente) solamente, asegúrese de que la corriente de campo del generador está en su valor nominal ($V_{CAMPO} = 220V$) y que el interruptor de carga del generador está CERRADO con su resistencia de carga al máximo (es decir, aproximadamente 240Ω), ANTES de que los breakers AC de alimentación y DC de carga sean cerrados.
7. Cerrar el breaker AC de alimentación
8. Cerrar el breaker DC de carga
9. Ajustar la REFERENCIA como se requiera.

(i) LAZO ABIERTO (conducción discontinua)

- 1) Desconecte todos los circuitos de retroalimentación con sus controladores PI (amplificadores de voltaje y corriente) y conecte la REFERENCIA directamente en el terminal de disparo **T9**.
- 2) Gradualmente incremente la REFERENCIA hasta que la velocidad de la máquina alcance los 2500 RPM.
- 3) Verifique que la corriente de campo del generador esté en su valor nominal.
- 4) Cierre el interruptor de carga y ajuste la corriente de armadura del generador (variando la resistencia de carga) de manera que la corriente promedio de armadura del motor sea incrementada a pasos adecuados, por ejemplo, de 0.5 A.

5) Observe las formas de onda de la corriente de armadura y el voltaje de armadura.
Registre la velocidad y la corriente de armadura del motor.

RESULTADOS: Observe las formas de onda de la FIGURA 3 (C) y su discusión, también la FIGURA 3 (H) de velocidad vs. Corriente de armadura y regulación de voltaje vs. Corriente de armadura.

(ii) LAZO ABIERTO (conducción continua)

Repita el procedimiento anterior pero con una inductancia adicional conectada en serie con la armadura del motor (el rector de interfase puede usarse convenientemente como un inductor de 360mH)

RESULTADOS: Observe las formas de onda de la FIGURA 3 (C) (ii) y discusión (i) y (ii). También la FIGURA 3.3 (H) de velocidad vs. Corriente de armadura y regulación de voltaje vs. Corriente de armadura.

(iii) CONTROL DE VOLTAJE DE ARMADURA

1) Conecte el terminal **T1** a **T2**

2) Conecte el terminal **T3** a **T5**

3) Conecte el terminal **T6** a **T7** y terminal **T8** a **T9**.

4) Repita el procedimiento de (i) excepto por el primer párrafo e incluya inductancia de armadura adicional como se describió en (ii)

RESULTADOS: Observe la FIGURA 3 (H) de velocidad vs. Corriente de armadura y regulación de voltaje vs. Corriente de armadura.

(iv) CONTROL DE VELOCIDAD (TACOGENERADOR)

1) Conecte el terminal **T1** a **T2**

2) Conecte el terminal **T4** a **T5**

3) Conecte el terminal **T6** a **T7** y terminal **T8** a **T9**.

4) Conecte los terminales del taco-generador al equipo.

5) Repita el procedimiento de (i) excepto por el primer párrafo e incluya inductancia de armadura adicional como se describió en (ii)

RESULTADOS: Observe la FIGURA 3 (H) de velocidad vs. Corriente de armadura y regulación de voltaje vs. Corriente de armadura, y discusiones generales.

(v) CONTROL DE CORRIENTE DE ARMADURA

En este modo, es esencial ANTES de cerrar los breakers de alimentación y carga, asegurarse de:

(i) La corriente de campo del generador esté en su valor nominal

(ii) El interruptor de carga del generador esté cerrado

(iii) La carga resistiva del generador sea adecuada, por ejemplo, 60 ohmios.

Ajuste la REFERENCIA de tal manera que la corriente promedio de armadura del motor sea 7 A. Luego, reduzca gradualmente la resistencia de carga del generador y observe y registre lo siguiente:

Velocidad del conjunto generador – motor (N)

Voltaje de armadura del motor (Vm)

Corriente de armadura del motor (Im)

Voltaje de salida del generador (Vg)

Corriente de salida del generador (Ig)

Note que I_m es constante. Si la excitación del motor es constante el torque mecánico desarrollado por el motor será también constante y la potencia de entrada al motor ($V_m \times I_m$) será casi directamente proporcional a la velocidad del conjunto.

$$V_m I_m = I_m R_a + \text{potencia_mecánica_total desarrollada por el motor.}$$

Dibuje $V_m \times I_m$ vs. N

La potencia de salida del generador ($V_g \times I_g$) será menor que la potencia $V_m \times I_m$ dada al motor, siendo su diferencia la suma de todas las potencias de pérdidas mecánicas y eléctricas en las dos máquinas DC (por ejemplo, fricción, ventilación y calóricas $I^2 R_a$)

Dibuje $V_g \times I_g$ vs. N

Repita con valores menores de corriente de armadura.

Véase características velocidad vs. Corriente de armadura de FIGURA 3 (H).

CARACTERÍSTICA I.- Conducción discontinua

La regulación muy pobre y la falta de habilidad para operar el conjunto a carga nominal se debe a la discontinuidad de la corriente de armadura y al hecho que el ángulo de disparo es fijo. La discontinuidad de la corriente se debe a la gran fuerza electromotriz rotacional (200V) y la inductancia baja de armadura 80.9mH como de explicó en NOTAS (i) de las formas de onda de FIGURA 3 (C) (i).

CARACTERÍSTICA II.- Conducción continua

Incrementando la inductancia en el circuito de armadura la corriente de armadura se mantiene continua durante el período en el que el circuito de armadura es desconectado de la alimentación AC (véanse las formas de onda de FIGURA 3 (C) (ii) y NOTAS (i) y (ii)). La caída de velocidad desde vacío a carga nominal de 0.125p.u., se debe a la regulación del sistema AC de alimentación y a la regulación debida a la caída normal de voltaje en la resistencia de armadura ($I_a R_a / V$ nominal).

CARACTERÍSTICA III.- Control de voltaje de armadura

Utilizando el control de voltaje de armadura (y su realimentación), el voltaje de armadura se mantiene constante independientemente de la carga, esto es, la regulación en los terminales de armadura debido al sistema de alimentación AC es cero. Por consiguiente esta característica difiere de la característica II por la regulación del sistema AC de alimentación. Substrayendo la característica III de la característica II a carga nominal da como resultado la regulación del sistema AC de alimentación a carga nominal a aproximadamente 0.025 p.u. y la regulación debido a la caída de voltaje en la resistencia de armadura en 0.1 p.u.

CARACTERÍSTICA IV.- Control de velocidad (tacogenerador)

Utilizando la realimentación de voltaje del tacogenerador, la velocidad del motor se mantiene constante independientemente de la carga. La señal de error de velocidad en el lazo de realimentación es dependiente de la ganancia del amplificador de error. A mayor ganancia

del amplificador de error, menor la señal de error de velocidad requerida. No se detectará error de velocidad medible; la velocidad permanecerá prácticamente constante.

DISCUSIÓN SOBRE FORMAS DE ONDA DE FIGURA 3.3 (C)

Cuando se utiliza motores como cargas, es más dificultoso mantener condiciones de conducción continua particularmente cuando la velocidad del motor es alta y el torque es bajo.

Formas de onda típicas asociadas con los motores como carga son mostradas en (i) y (ii)

En (i)

- El motor 40C está operando a velocidad alta y carga ligera, típicamente a 2000RPM con una corriente de armadura promedio de 0.75 A aproximadamente. Bajo estas condiciones la corriente de armadura tiende a ser discontinua debido al alto valor de la fuerza electromotriz ($E=176V$) y a la baja corriente de armadura. Durante el período de desvío la fuerza electromotriz rotacional E y la fuerza electromagnética inducida ($e=L di/dt$) son aproximadamente iguales y por consiguiente la tasa de decremento de la corriente de armadura durante este período es E/L A/seg. Consecuentemente, si el valor de la corriente de armadura cuando es conmutada del tiristor al diodo de paso libre es I_{COM} , se mantendrá en I_{COM} durante E/L seg. Así, a mayor fuerza electromotriz rotacional y más pequeño valor de corriente de armadura conmutada, menor es el tiempo de conducción del diodo de paso libre. Alternativamente, si las condiciones de conducción continua son requeridas para valores pequeños de corriente de armadura, la inductancia de armadura ' L ' puede ser incrementada efectivamente conectando un inductor en serie con la armadura. Esto puede ser demostrado utilizando el reactor de interfase como un inductor en serie adicional.

En (ii)

- Las formas de onda muestran el voltaje de armadura y la corriente cuando el motor está operando a baja velocidad (800RPM) y cercano al torque nominal, por consiguiente a corriente promedio de armadura nominal. Las condiciones de conducción continua pueden ser obtenidas con o sin el inductor adicional en serie porque la corriente es alta y la fuerza electromotriz rotacional es baja. Note que la fuerza electromotriz rotacional no aparece más en el voltaje de armadura ya que durante el período de desvío la fuerza electromagnética inducida ' e ' es aproximadamente igual y opuesta a la fuerza electromotriz rotacional E , y consecuentemente el voltaje de armadura se mantiene en cero o ligeramente menor igual al voltaje de polarización directa del diodo de paso libre.

4.- CONVERTIDOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO

El convertidor monofásico totalmente controlado se utiliza cuando es deseable transferir energía del lado DC (carga con corriente directa) hacia el lado AC del sistema de alimentación. Por ejemplo, si un convertidor está siendo usado para controlar un motor DC se mejoraría la eficiencia si, cuando se requiera frenar el motor, la energía cinética del motor con su carga (mecánica) pudiera ser retornada al sistema de alimentación AC. Esto es particularmente importante cuando los arranques y paradas son frecuentes y la carga mecánica tiene inercia considerable.

En el convertidor monofásico de onda completa totalmente controlado mostrado en la FIGURA 4(A) se encienden pares opuestos de tiristores, de manera que el **voltaje DC promedio** de salida del circuito es mayor que la fuerza contraelectromotriz (FCEM) del motor (el motor está trabajando como carga para el convertidor). Si la corriente fluye en dirección positiva del sistema de alimentación AC hacia el lado de carga DC y el voltaje DC promedio del convertidor es ahora negativo, el flujo de potencia es del lado DC hacia el lado AC, entonces se dice que el convertidor está *regenerando* y se lo denomina *inversor*. De forma más exacta, el convertidor de onda completa totalmente controlado es un convertidor de dos cuadrantes, significando que el voltaje de salida puede ser positivo o negativo, pero la corriente sólo puede ser positiva.

Una operación en cuatro cuadrantes requerirá dos convertidores totalmente controlados en disposición opuesta. En este caso el motor DC puede operar en cualquier dirección y ésta puede ser invertida (frenando a cada cambio de giro).

Procedimiento experimental:

1. Realizar las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 4 (A).
2. Interconectar los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en FIGURA 4 (B)

Modo *regenerativo* (ver FIGURA 3 (C))

1. Cuando se opere en modo regenerativo usando la máquina DC como generador, conecte el terminal POSITIVO del generador al terminal (4) del inversor y el terminal NEGATIVO del generador al terminal (3) del inversor.
2. Incremente la inductancia efectiva de armadura conectando el reactor de interfase en serie con la armadura del generador utilizando los terminales (1) y (2).
3. Ubique la REFERENCIA a cero.
4. Conecte el terminal **T1** a **T7** y **T8** a **T9**.
5. Ubique la polaridad negativa de REFERENCIA (-)
6. Arranque el generador DC y ajuste el voltaje de armadura alrededor de la mitad del voltaje nominal (110V). El arranque del generador se hace por medio del motor 41B conectado a una fuente externa; su campo es 220V fijo, y su armadura debe ser 220V variable para poder arrancarlo manualmente sin tener corrientes de arranques elevadas.
7. Cierre el breaker AC de alimentación
8. Cierre el breaker DC de carga
9. Incremente la REFERENCIA tanto como se requiera hasta obtener una corriente de regeneración máxima de 7 amperios.

FORMAS DE ONDA

Las condiciones de conducción continua o discontinua pueden observarse y serán muy bien aproximadas a aquellas mostradas en la FIGURA 3 (C).

5.- CONVERTIDOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA.

Debido a las consideraciones de suministro de alimentación el límite de carga aceptable para los convertidores monofásicos es de 5 HP (4kW) y entonces, para potencias mayores es necesario usar convertidores operados desde alimentación trifásica.

La disposición trifásica de media onda mostrada en la FIGURA 5 (A) es la más simple entre los circuitos convertidores trifásicos. La eficiencia de conversión del circuito es alta en comparación con los circuitos convertidores monofásicos y el voltaje de rizo es aproximadamente un tercio (1/3) de lo obtenido en los circuitos monofásicos de onda completa. La mayor desventaja de este arreglo es que cuando un transformador es esencial su aprovechamiento es muy pobre. Se utiliza una configuración delta en los devanados del primario del transformador para evitar las dificultades asociadas con las conexiones estrella – estrella. El circuito es utilizado sólo donde se requiera conversiones a bajo voltaje, porque sino entonces la caída de voltaje a través de los dispositivos recobra importancia.

Procedimiento experimental:

1. Realizar las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 5 (A).
2. Conectar los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en la FIGURA 5 (B)
3. Conectar una carga adecuada a los terminales de salida
4. Si se utiliza un motor como carga, asegúrese que el circuito de campo esté correctamente conectado y estabilizado.
5. Ubicar la REFERENCIA a cero.
6. La polaridad de la REFERENCIA debe ser positiva (+) a menos que se utilice el control de corriente solo (amplificador de corriente), en cuyo caso la polaridad de la REFERENCIA debe ser negativa (-)
7. Cerrar el breaker AC de alimentación
8. Cerrar el breaker DC de carga
9. Ajustar la REFERENCIA como se requiera.

Las formas de onda idealizadas típicas de este circuito se muestran en la FIGURA 5 (C).

En (i)

- La carga es resistiva y la corriente es continua, así es más fácil mantener conducción continua en sistemas multi – pulsos que en sistemas de uno o dos pulsos. Para cargas resistivas se mantendrá condiciones continuas desde ángulos de disparo de 30° en un rango de $0 < \alpha_f < 30^\circ$ en los que el voltaje DC promedio estará dado por $V_{DC} = V_{DC0} \cos(\alpha_f)$

En (ii)

- La carga es resistiva, el ángulo de disparo es 60° y la corriente es discontinua, el voltaje DC promedio sigue la relación $V_{DC} = \frac{V_{DC0}}{\sqrt{3}} (1 + \cos(30 + \alpha_f))$, la cual será cero cuando $(30 + \alpha_f) = 180^\circ$ esto es $\alpha_f = 150^\circ$.

En (iii)

- El ángulo de disparo es 90° pero el circuito de carga contiene una inductancia grande y por ende las condiciones de conducción continua se mantienen, consecuentemente los tiristores conducen por un tercio ($1/3$) del ciclo (120°) y se apagan cuando $\theta = 210^\circ$. Así el voltaje DC promedio es cero.

En (iv)

- El circuito está operando en su modo normal, esto es, con un diodo de paso libre. El diodo de paso libre no es efectivo hasta que el ángulo de disparo exceda los 30° , así, a partir de este ángulo de disparo el voltaje de salida está dado por $V_{DC} = V_{DC0} \cos(\alpha_f)$. Para ángulos de disparos mayores de 30° el diodo de paso libre es activo y provee de condiciones de conducción continua que mantienen la relación entre el voltaje DC promedio y el ángulo de disparo igual que para una carga resistiva.

6.- CONVERTIDOR TRIFÁSICO DIAMETRAL DE SEIS PULSOS

Este circuito ofrece mejoras considerables en el rizado del voltaje de salida y algunas mejoras en el aprovechamiento de los devanados primarios del transformador en comparación con los circuitos trifásicos de tres pulsos previos, pero el aprovechamiento de los devanados secundarios del transformador y de los tiristores es bajo.

Procedimiento experimental:

1. Realice las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 6 (A).
2. Interconecte los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en la FIGURA 6 (B)
3. Conecte una carga adecuada a los terminales de salida
4. Si usa un motor como carga, asegúrese que el circuito de campo esté correctamente conectado y estabilizado.
5. Ubique la REFERENCIA a cero.
6. La polaridad de la REFERENCIA debe ser positiva (+) a menos que se utilice el control de corriente solo (amplificador de corriente), en cuyo caso la polaridad de la REFERENCIA debe ser negativa (-)
7. Cierre el breaker AC de alimentación
8. Cierre el breaker DC de carga
9. Ajuste la REFERENCIA como requiera.

Las formas de onda idealizadas típicas de este circuito se muestran en la FIGURA 6 (C).

En (i)

- La carga es resistiva y para $\alpha_f = 0^\circ$ la corriente de continua con una frecuencia de rizo de 360Hz. Cada tiristor conduce durante 60° . La corriente será continua para ángulos de disparo menores a 60° . Así, hasta éste ángulo el voltaje DC promedio está dado por $V_{DC} = V_{DC0} \cos(\alpha_f)$

En (ii)

- El ángulo de disparo es $\alpha_f = 90^\circ$, la corriente es discontinua y el tiristor se apaga cuando la fase del voltaje cruza el cero en $\theta = 120^\circ$, así, el máximo control de ángulo

de disparo requerido es de 120° y sobre el rango $60^\circ < \alpha_f < 120^\circ$ el voltaje DC promedio es $V_{DC} = V_{DC0} (1 + \cos(60 + \alpha_f))$

En (iii)

- La carga tiene suficiente inductancia para mantener conducción continua aún cuando el ángulo de disparo sea 90° . Así el voltaje DC promedio de salida y por consiguiente la potencia promedio de salida es cero. Es interesante observar el *tiempo de fase relativo* de corrientes con sus voltajes en el primario y secundario del transformador.

En (iv)

- El circuito es operado con un diodo de paso libre. El diodo de paso libre no actúa hasta $\alpha_f = 60^\circ$. Así, hasta este ángulo de disparo el voltaje DC promedio es está dado por $V_{DC} = V_{DC0} \cos(\alpha_f)$. Para ángulos de disparo mayores a 60° el diodo de paso libre actúa y provee condiciones de conducción continua que mantienen la relación entre el voltaje de salida y el ángulo de disparo de igual manera que con carga resistiva.

7.- CONVERTIDOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA DE SEIS PULSOS CON REACTOR DE INTERFASE.

Este circuito resuelve las desventajas de los dos anteriores circuitos. El convertidor de seis pulsos doble estrella controlado consiste en dos sistemas trifásicos de media onda conectados en paralelo a través de un reactor de interfase como se muestra en FIGURA 7 (A), los voltajes de alimentación para cada estrella son desplazados en *tiempo de fase* por 180° con respecto al otro de manera que se obtiene seis pulsos a la salida.

El propósito del reactor de interfase es proveer una fuerza electromagnética de tercera armónica que permite a dos tiristores conducir al mismo tiempo permitiendo así que cada tiristor conduzca un máximo de 120° , en vez de los 60° como en la configuración diametral, así, el aprovechamiento de los tiristores y de los devanados secundarios del transformador son grandemente mejorados. Por consiguiente, para una corriente DC promedio de salida la corriente de operación de los tiristores puede ser reducida en un 50% en comparación al valor requerido en la conexión diametral. La fuerza electromagnética de tercera armónica producida en el reactor de interfase se debe a la variación en la corriente DC de carga que fluye a través del mismo. A bajas corrientes DC de carga la corriente es muy pequeña para producir la fuerza electromagnética de tercera armónica y el circuito regresa a la conexión trifásica diametral dando como resultado un rápido aumento en el voltaje de salida. Para prevenir esto, una resistencia de carga puede ser configurada para ser conmutada a través de los terminales de salida en cualquier momento en que la corriente de carga disminuya por debajo de determinado valor.

Una desventaja de este circuito es la necesidad de un espaciado preciso entre los impulsos de compuerta dentro de un rango completo de ángulos de disparo. Una variación de más de unos pocos grados puede causar saturación del reactor de interfase.

Procedimiento experimental:

1. Realice las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 7 (A).
2. Interconecte los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en la FIGURA 7 (B)
3. Conecte una carga adecuada a los terminales de salida. Si usa un motor como carga, asegúrese que el circuito de campo esté correctamente conectado y estabilizado.
4. La polaridad de la REFERENCIA debe ser positiva (+) a menos que se utilice el control de corriente solo (amplificador de corriente), en cuyo caso la polaridad de la REFERENCIA debe ser negativa (-)

5. Cierre el breaker AC de alimentación
6. Cierre el breaker DC de carga
7. Ajuste la REFERENCIA como requiera.

Las formas de onda idealizadas típicas de este circuito se muestran en la FIGURA 7 (C).

En (i)

- La carga es resistiva pero la corriente es continua y cada tiristor conduce por un tercio de ciclo (120°), así, en cualquier momento se encuentran operando dos tiristores en paralelo. Por ejemplo, inicialmente el tiristor (1) opera en paralelo con el tiristor (5) pero luego opera en paralelo con el tiristor (6). Para otros ángulos de disparo las formas de onda del voltaje y corriente son similares en forma a aquellas obtenidas para un convertidor de seis pulsos. Véase las formas de onda de la FIGURA 6 (C).

En (ii)

- La forma de onda del voltaje del reactor de interfase es una onda triangular con una frecuencia periódica '3' veces la frecuencia de la alimentación con un pico de $0.5 E_s$.

La operación del reactor de interfase es detallada a continuación:

En 'P' las corrientes hacia los ánodos de los tiristores (5) y (1) son las mismas, por consiguiente el voltaje a través de los reactores de interfase es cero. Después de 'P' el ánodo del tiristor (1) tiende a ser más positivo y el ánodo del tiristor (5) tiende a ser menos positivo, consecuentemente la corriente del ánodo (1) tiende a incrementarse mientras que la del ánodo (5) tiende a decrecer. Esta tendencia de cambio en las corrientes de ánodo induce una fuerza electromagnética en el reactor de interfase que tiende a hacer decrecer el potencial del ánodo (1) e incrementar el potencial del ánodo (5). Así, hasta el punto 'Q' los potenciales de los ánodos (5) y (1) con respecto al neutro son los mismos e iguales al valor promedio de fase de las fuerzas electromagnéticas e_b y e_a respectivamente.

En el punto 'Q' el ánodo (6) se vuelve más positivo que el ánodo (5) y por consiguiente la corriente es conmutada de manera natural del ánodo (5) al ánodo (6) y así sucesivamente.

8.- CONVERTIDOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO.

Este es uno de los circuitos convertidores más usados. El voltaje de rizo es pequeño y la frecuencia de rizo es seis veces la frecuencia de alimentación en conducción completa. El circuito puede ser utilizado sin transformador pero en donde se utilice uno, el circuito provee el más alto aprovechamiento de los devanados, por consiguiente, para un voltaje DC y corriente de salida la selección del transformador por sus kVA es la mínima.

Procedimiento experimental:

1. Realice las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 8 (A).
2. Interconecte los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en la FIGURA 8 (B)
3. Conecte una carga adecuada a los terminales de salida
4. Si usa un motor como carga, asegúrese que el circuito de campo esté correctamente conectado y estabilizado.
5. Ubique la REFERENCIA a cero.
6. La polaridad de la REFERENCIA debe ser positiva (+) a menos que se utilice el control de corriente solo (amplificador de corriente), en cuyo caso la polaridad de la REFERENCIA debe ser negativa (-)
7. Cierre el breaker AC de alimentación
8. Cierre el breaker DC de carga
9. Ajuste la REFERENCIA como requiera.

Las formas de onda idealizadas típicas de este circuito se muestran en la FIGURA 8 (C).

En (i)

- La carga es resistiva y $\alpha_f = 0^\circ$. La corriente es continua y cada tiristor conduce por 120° . La secuencia de conducción de tiristores y diodos es mostrada en la forma de onda de la corriente de salida. Inicialmente la corriente a través del tiristor (1) está retornando vía el diodo (5) pero cuando el ánodo del diodo (6) se vuelve más negativo

que el ánodo del diodo (5) la corriente es conmutada de forma natural del diodo (5) al diodo (6).

En (ii)

- El circuito está operando con un diodo de paso libre el cual no es operativo desde que hay conducción discontinua aún con una carga resistiva hasta $\alpha_f = 60^\circ$.

En (iii)

- El circuito tiene suficiente inductancia para mantener conducción continua. Note que el voltaje no es cero cuando $\alpha_f = 90^\circ$, esto es porque la forma de onda del voltaje de salida sigue la línea de voltaje más negativa como ve la mitad del puente formada por diodos. Así, para los tiristores (1) línea de voltaje más negativa es vista por el diodo (6) por consiguiente el terminal negativo de la forma de onda del voltaje DC de salida sigue la línea de voltaje AC hacia voltaje cero. A medida que la línea de voltaje se vuelve negativa el diodo de paso libre es polarizado directamente y conduce conmutando así la corriente de carga del diodo (6) y tiristor (1) los cuales se apagan. Note que cuando $\alpha_f = 0^\circ$ el convertidor es de seis pulsos pero para $\alpha_f > 60^\circ$, el convertidor es de tres pulsos. Para voltajes de salida cero, $\alpha_f = 180^\circ$ y por consiguiente el rango de control del ángulo de disparo va de 0 a 180° , el cual es el mismo para un convertidor de dos pulsos. El voltaje de salida está dado por

$$V_{DC} = \frac{V_{DC0}}{2} (1 + \cos \alpha_f); 0 \leq \alpha_f \leq 180^\circ$$

9.- CONVERTIDOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO.

De manera análoga al convertidor monofásico, el puente totalmente controlado se utiliza cuando es necesario transferir energía del lado DC hacia el lado AC de alimentación.

Procedimiento experimental:

1. Realice las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 9 (A). Véase también las conexiones para modo *regenerativo* de la FIGURA 3 (apartado 3).
2. Interconecte los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en la FIGURA 9 (B). Note que se necesitan dos impulsos de encendido para cada tiristor.
3. Cuando se opera en modo *regenerativo* y se está usando la máquina DC como generador, conecte el terminal POSITIVO del generador al Terminal (4) del *inversor* y el terminal NEGATIVO del generador al terminal (3) del *inversor*.
4. Incremente la inductancia efectiva de armadura conectando el reactor de interfase en serie con el generador utilizando los terminales (1) y (3).
5. Ubique la REFERENCIA a cero.
6. Ubique el potencial de REFERENCIA a negativo (-)
7. Arranque el generador DC y ajuste el voltaje de armadura en aproximadamente la mitad del voltaje nominal 110V. Utilice el método de arranque expuesto en 4.
8. Cierre el breaker AC de alimentación
9. Cierre el breaker DC de carga
10. Incremente la REFERENCIA tanto como sea necesario hasta obtener la máxima corriente promedio DC de regeneración de 7 amperios.

FORMAS DE ONDA DE LA FIGURA 9 (C)

En (i) la corriente en el circuito es continua, así cada tiristor conduce por 120° . Los tiristores conectados al polo positivo del *inversor* son encendidos con la secuencia (4) (5) (6) mientras los tiristores conectados al polo negativo del *inversor* son encendidos con la secuencia (1) (2) (3), desplazados 180° en fase con respecto a los primeros. Como cada tiristor conduce 120° , se puede decir que el período de conducción de los tiristores conectados en polos opuestos se traslapa en 60° , por ejemplo,

(4) traslapa con (2) y (3)

(5) traslapa con (3) y (1)

(6) traslapa con (1) y (2)

Así, el tiristor (4) opera inicialmente en serie con el tiristor (2) pero cuando el tiristor (3) es encendido la corriente conmuta de manera natural del tiristor (2) al tiristor (3), de tal forma que luego el tiristor (4) opera en serie con el tiristor (3).

Note que cuando el tiristor (3) es encendido el pulso P3 también es aplicado a la compuerta del tiristor (4). Esto es para asegurar que el tiristor (4) es re-encendido, el cual podría haberse apagado previamente debido a que la corriente pudo haberse vuelto discontinua.

10.- CONVERTIDOR AC/AC MONOFÁSICO.

Se puede estudiar el principio de la conversión de energía AC/AC con ayuda del convertidor AC/AC monofásico. Los tiristores necesitan estar en anti-paralelo para que cada semiperíodo del voltaje sinusoidal de entrada pueda ser rectificado. Gracias a que la lógica de encendido de los tiristores no necesita agregar nada más que no se utilice en los rectificadores anteriores, pueden utilizarse las mismas configuraciones de conexión de pulsos y circuitos de compuerta. Aunque el equipo posee terminales de conexión de carga DC y un breaker de carga DC con protección ajustable, utilizando conductores y cables apropiados y teniendo cuidado de no conectar cargas demasiado pequeñas, se pueden realizar experiencias suficientes para comprender el principio de la conversión AC/AC.

Procedimiento experimental:

1. Realice las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 10 (A).
2. Interconecte los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en FIGURA 10 (B).
3. Utilice únicamente el control a lazo abierto. Los controladores PI existentes fueron diseñados para trabajar únicamente con cargas DC como motores DC.
4. Conecte la carga con ayuda de dos conductores que vayan directamente de la línea de carga marcada como M y N. No utilice los terminales DC a la derecha del panel frontal superior. Puede utilizar carga resistiva pura o resistiva – inductiva. El reactor de interfase puede utilizarse como inductancia de carga. Tenga precaución de no elevar la corriente RMS de la carga por encima de 5 amperios.
5. Ubique la REFERENCIA a cero.
6. Cierre el breaker AC de alimentación
7. Incremente la REFERENCIA tanto como se requiera.

FORMAS DE ONDA DE LA FIGURA 10 (C).

En (i) la corriente del circuito es discontinua. La forma de la corriente es pulsante, los dos semiperíodos del voltaje alterno son *rectificados* tanto positiva como negativamente, de manera que el voltaje RMS es controlable, mientras que el voltaje promedio $V_{dc} = 0$. En (ii) la corriente es continua y aún no se ha alcanzado $\alpha = 0^\circ$; esto se debe a que la inductancia de carga es suficientemente alta para prolongar la corriente aún cuando el voltaje alterno ha cruzado por cero. Se pueden notar pequeños transientes que obligarían al tiristor a dejar de conducir, pero la continuidad de corriente no lo permite, traslapando así los períodos de conducción. Al igual que con el voltaje, el promedio DC de corriente es igual a cero.

11.- CONVERTIDOR AC/AC TRIFÁSICO.

Debido a que la experiencia AC/AC monofásica pudo implementarse sin inconvenientes en el equipo, se puede entonces utilizar los dos restantes pares de tiristores para construir un controlador AC/AC trifásico. Inclusive puede irse más allá y ubicar un pequeño motor AC como carga y utilizar el equipo como arrancador estático manual. Los arrancadores estáticos para motores AC son muy utilizados en la industria y actualmente tienen diversas prestaciones como arranque temporizado de dos o más motores con el mismo equipo, ajuste del tiempo de arranque, monitoreo de variables, etc. El principio de estos arrancadores se basa en los convertidores AC/AC trifásicos por medio de tiristores. El equipo MAWDLEYS puede realizar esta tarea y aunque no existe control electrónico sobre el tiempo de la rampa de arranque, el usuario puede realizarlo manualmente y observar detenidamente los voltajes y corrientes de fase e inclusive puede cambiar las configuraciones estrella a delta en su motor.

Procedimiento experimental:

1. Realice las conexiones del transformador y convertidor como se muestra en la FIGURA 11 (A).
2. Interconecte los pulsos y circuitos de compuerta como se muestra en FIGURA 11 (B).
3. Utilice únicamente el control a lazo abierto. Los controladores PI existentes fueron diseñados para trabajar únicamente con cargas DC como motores DC.
4. Conecte la carga trifásica balanceada o el motor AC con ayuda de tres conductores que vayan directamente desde cada par de tiristores en anti-paralelo hacia la carga propuesta. No utilice la línea de carga marcada como M y N ni los terminales DC a la derecha del panel frontal superior. El reactor de interfase puede utilizarse como inductancia de carga. Tenga precaución de no elevar la corriente RMS de la carga por encima de 5 amperios / fase.
5. Ubique la REFERENCIA a cero.
6. Cierre el breaker AC de alimentación
7. Incremente la REFERENCIA tanto como se requiera. En el caso del arranque de un motor AC, elévese la referencia lentamente hasta que el motor encienda. Puede agregar carga al motor y ver el comportamiento de las variables eléctricas, siempre y cuando la corriente por fase no exceda los 5 amperios.

Este convertidor necesita de cargas trifásicas balanceadas para no reducir la vida útil del transformador trifásico de potencia; el propósito del equipo MAWDLEYS no es el estudio de los desbalances de corrientes ni el ajuste de factores de potencia con ayuda de banco de capacitores. Existirán otros equipos destinados para estos propósitos especialmente diseñados con todas las prestaciones para soportar los mencionados fenómenos.

FORMAS DE ONDA DE LA FIGURA 11 (C).

En este tipo de convertidor, la corriente es la misma para las tres fases. En (i) Se utiliza una carga resistiva – inductiva en la cual la corriente es discontinua. En (ii) se muestra la corriente y voltaje de fase de un motor AC pequeño siendo arrancado manualmente. Puede incrementar carga al motor mediante freno electromagnético.

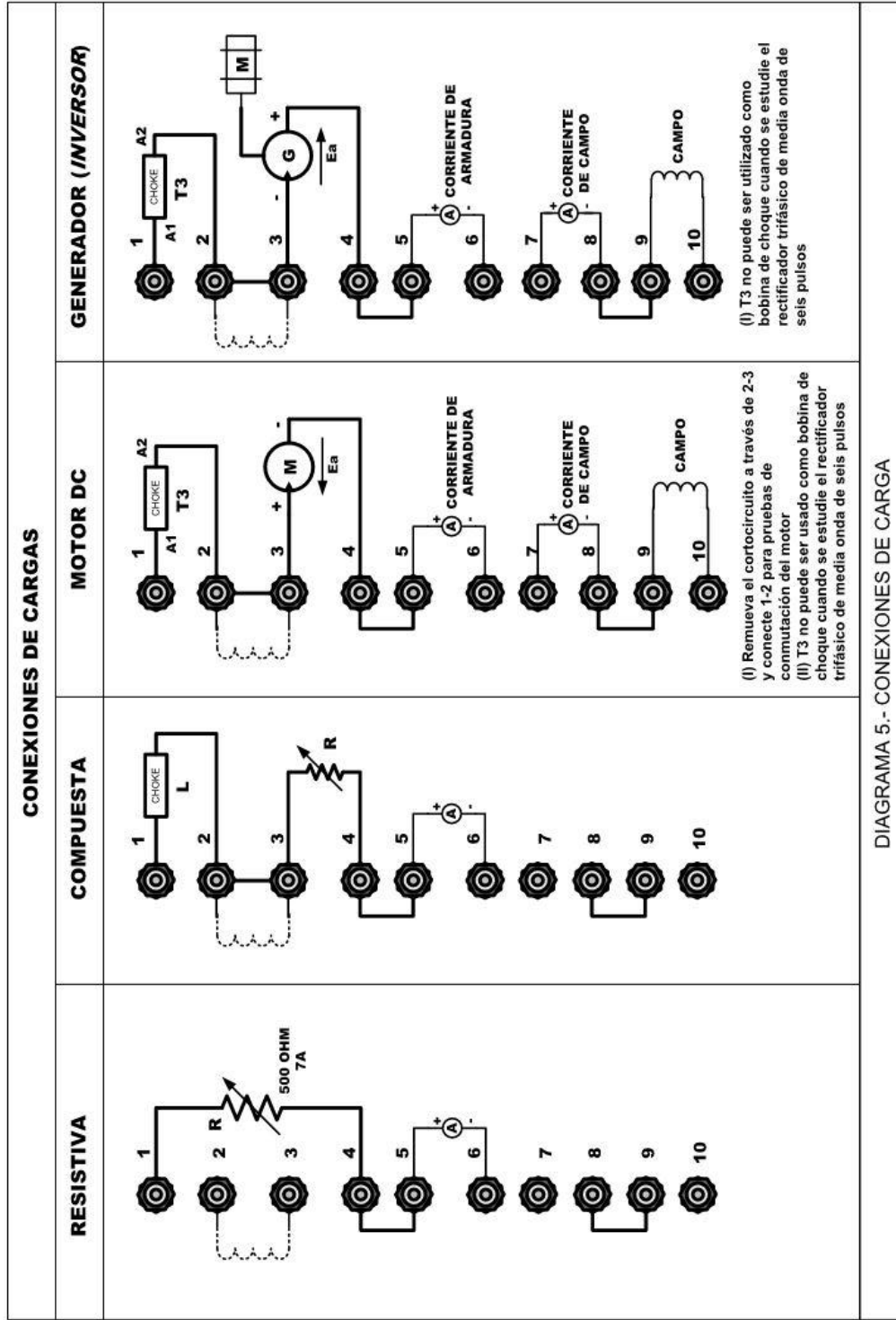
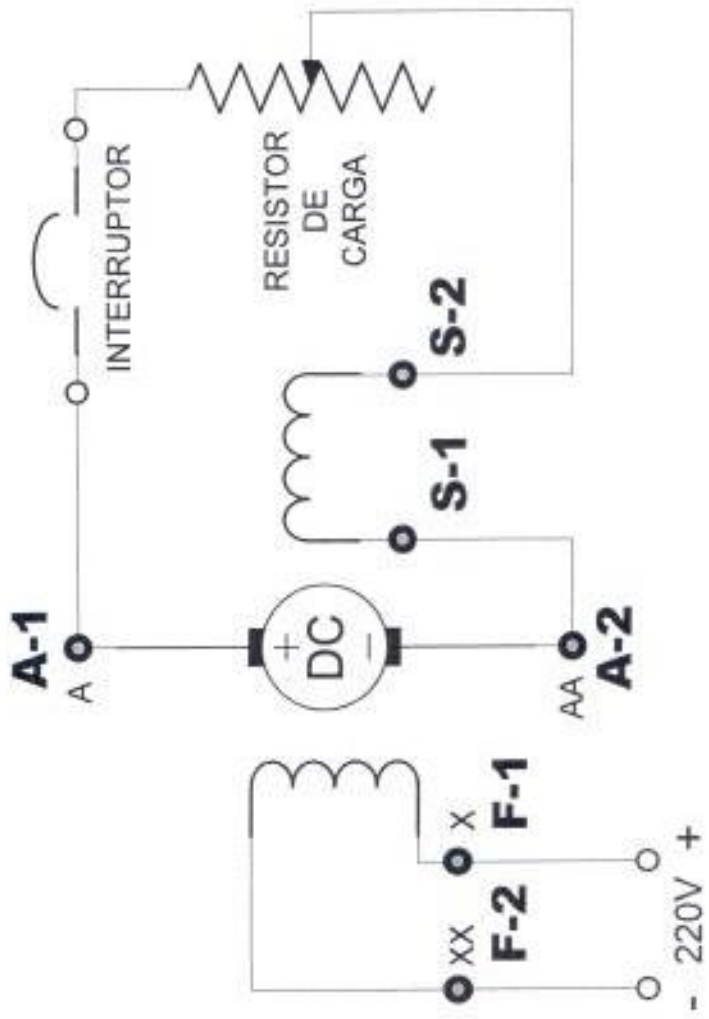
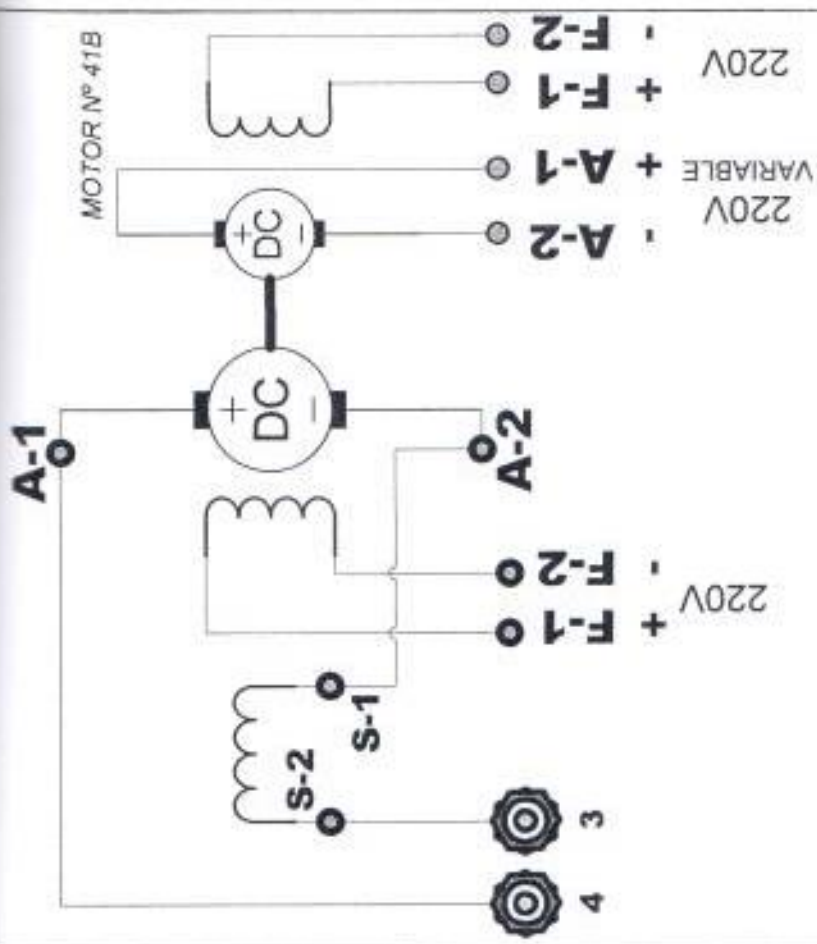


DIAGRAMA 5.- CONEXIONES DE CARGA

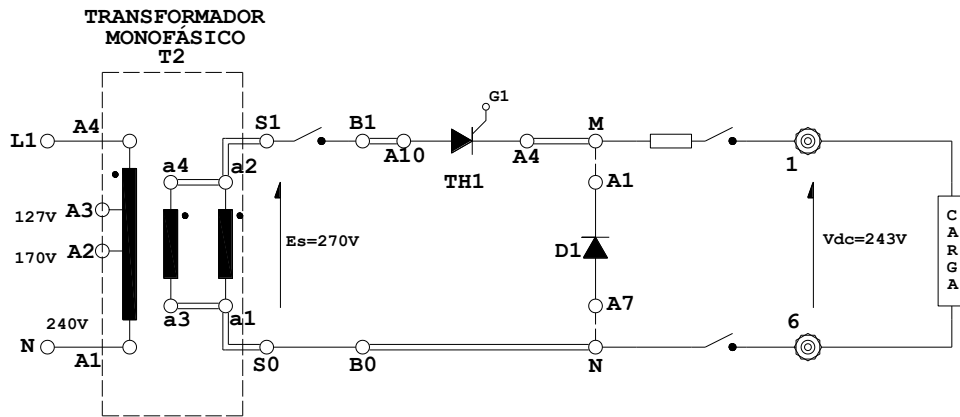


GENERADOR COMO CARGA PARA EL MOTOR DC 41B, LA RESISTENCIA CONTROLA EL TORQUE DE CARGA. A MENOR RESISTENCIA, EL TORQUE DE CARGA SE INCREMENTA

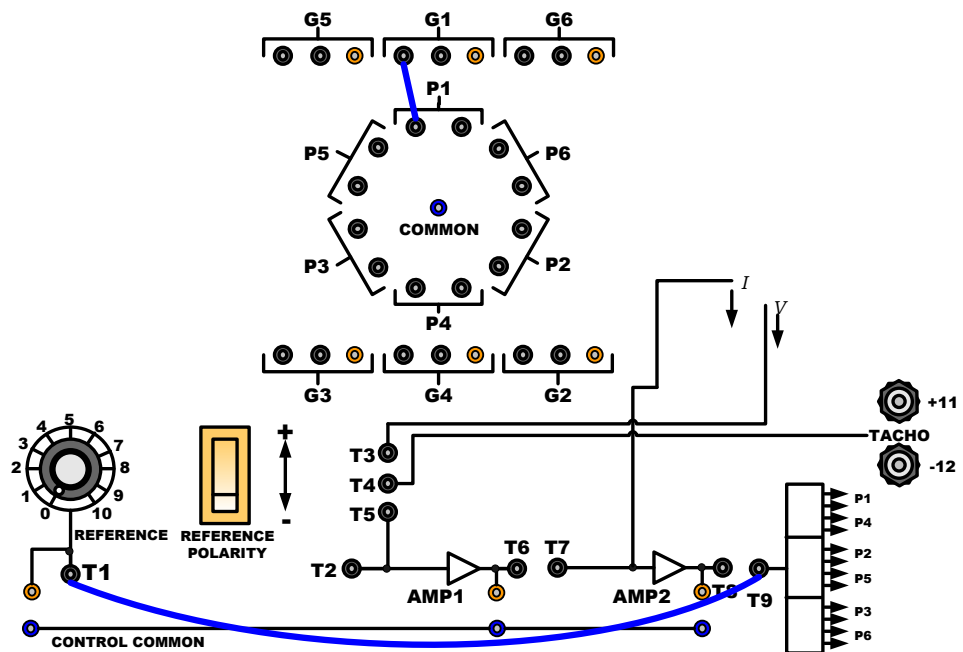


EL MOTOR 41B FUNCIONA COMO PRIMOTOR PARA EL GENERADOR DC, EL CUAL ESTÁ CONECTADO EN MODO INVERSOR EN EL EQUIPO MAWDLEYS

TABLA 2.- CONEXIONES DEL GENERADOR DC



*CIRCUITO DE POTENCIA DEL
RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE MEDIA ONDA*
FIGURA 1 (A)



*CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL
RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE MEDIA ONDA*
FIGURA 1 (B)

FIGURA 1 (C)

RECTIFICADORES MONOFÁSICOS DE MEDIA ONDA ($p = 1$)

(i) CARGA RESISTIVA PURA CON $\alpha_F = \Phi = 0^\circ$

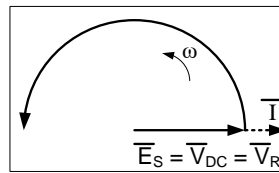
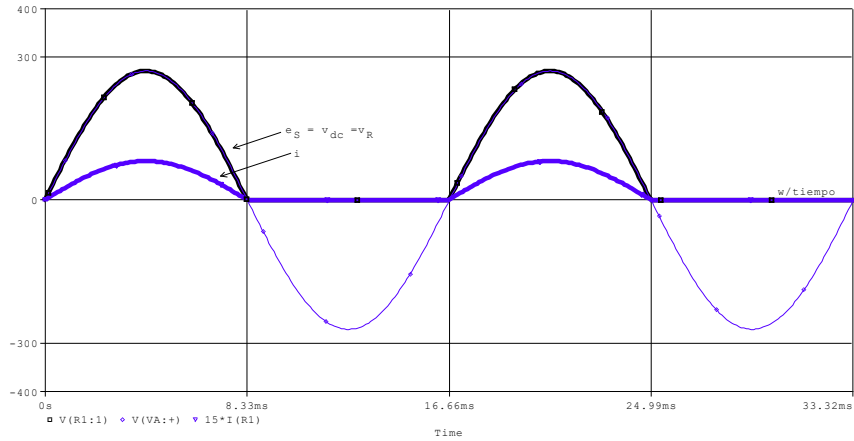


DIAGRAMA FASORIAL PARA CARGA R PURA

(ii & iii) CARGA COMPUESTA $\omega L = R$ CON $\alpha_F = \Phi = 45^\circ$

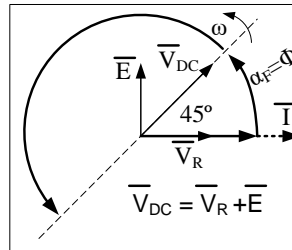
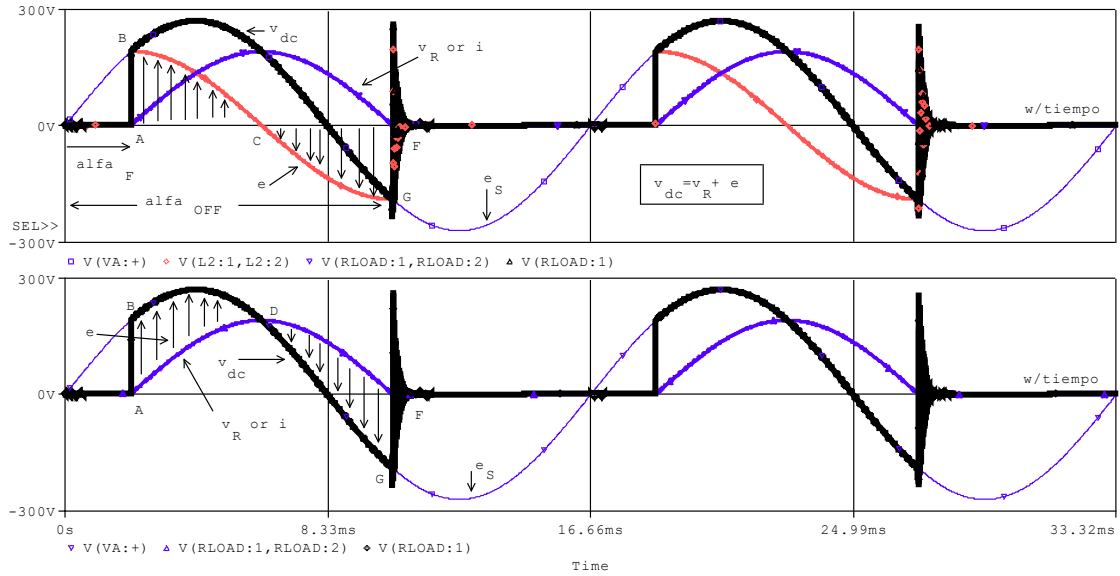


DIAGRAMA FASORIAL PARA CARGA R-L

(iv) CARGA INDUCTIVA PURA CON $\alpha_F = \Phi = 90^\circ$

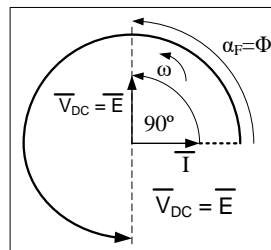
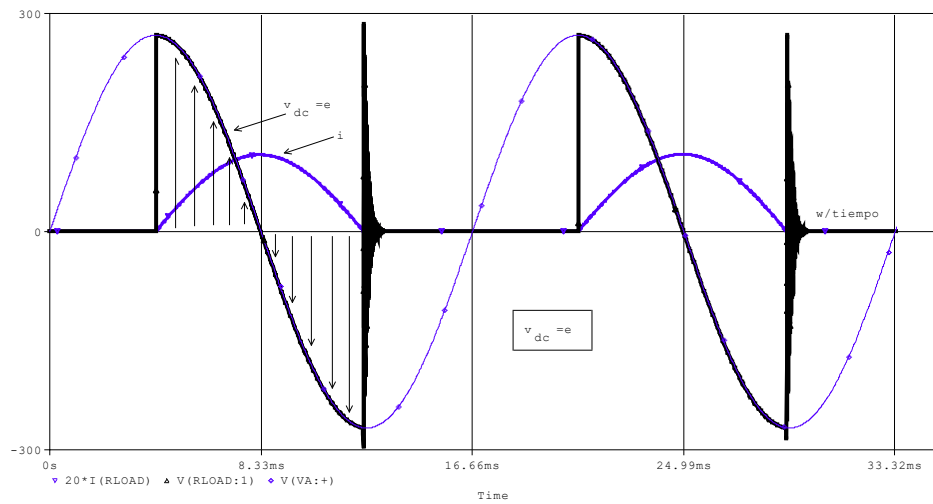


DIAGRAMA FASORIAL PARA CARGA L

(v) CARGA INDUCTIVA PURA CON $\alpha_F = 0^\circ$

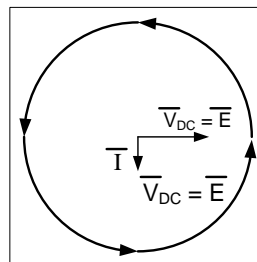
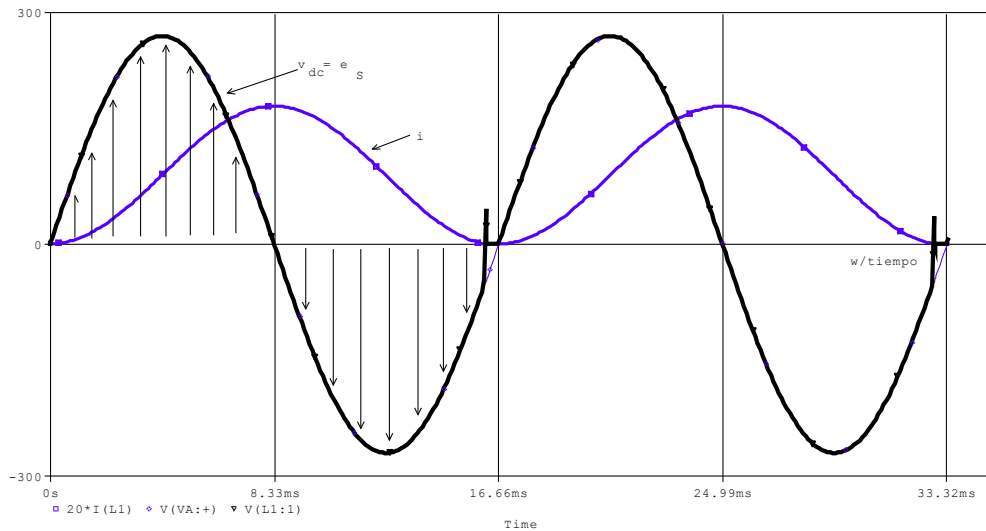
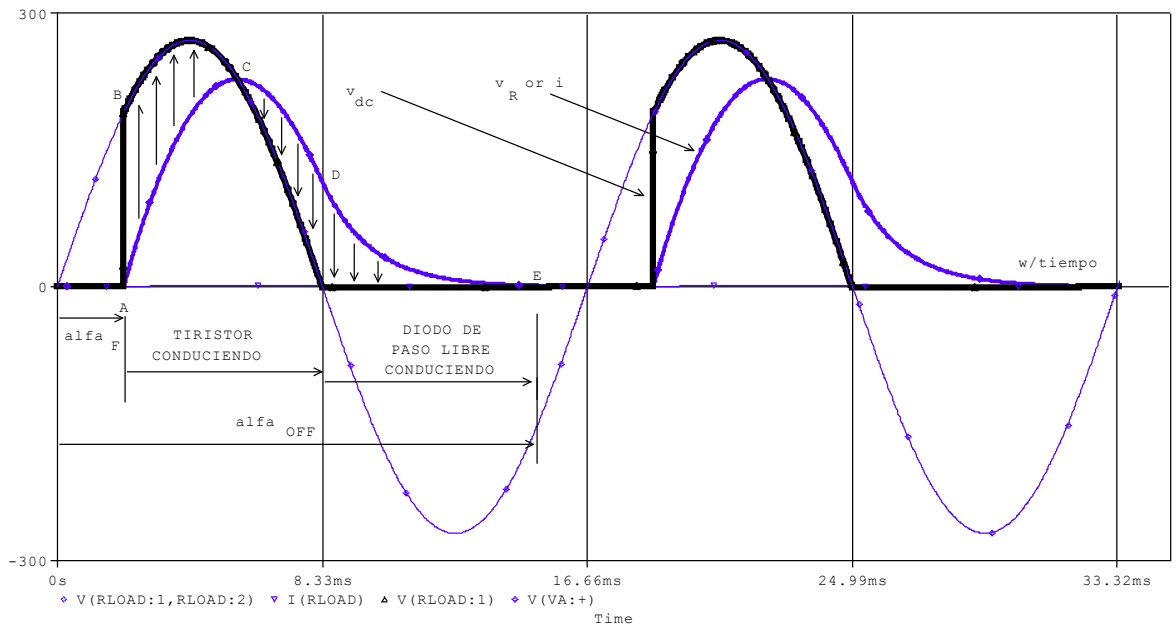
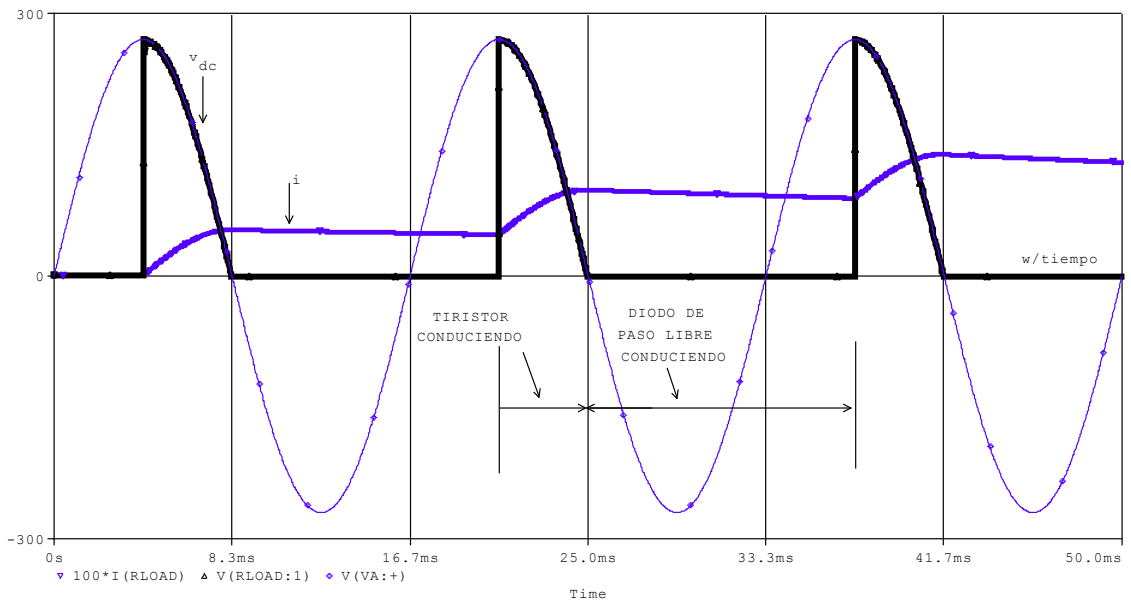


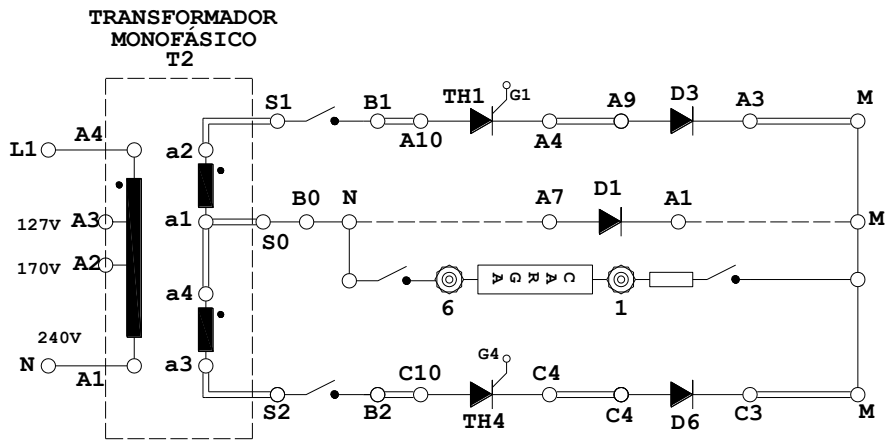
DIAGRAMA FASORIAL PARA CARGA L

(vi) CARGA COMPUESTA $\omega L / R = 2.5$ CON $\alpha_F = 45^\circ$

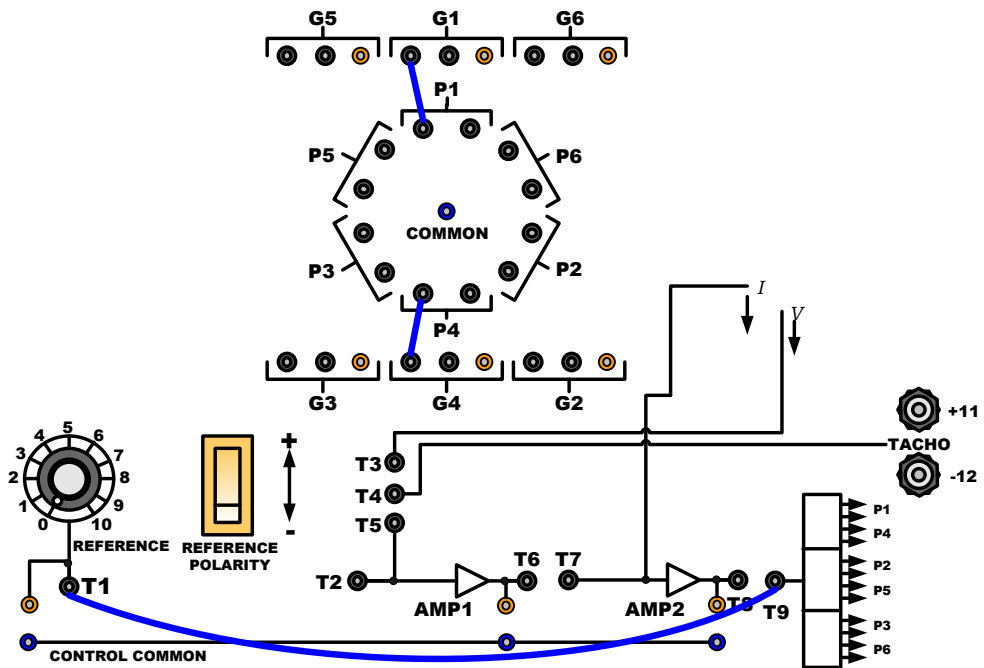


(vii) CARGA COMPUESTA $\omega L / R > 50$ CON $\alpha_F = 90^\circ$





*CIRCUITO DE POTENCIA DEL
RECTIFICADOR BIFÁSICO DE ONDA COMPLETA*
FIGURA 2 (A)

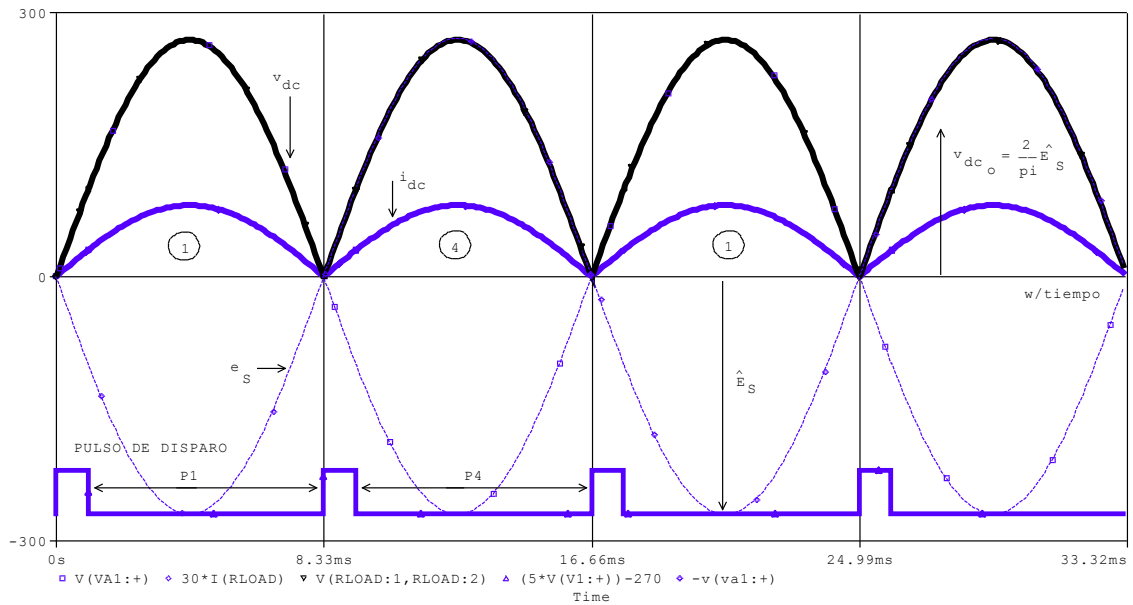


*CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL
RECTIFICADOR BIFÁSICO DE ONDA COMPLETA*
FIGURA 2 (B)

FIGURA 2 (C)

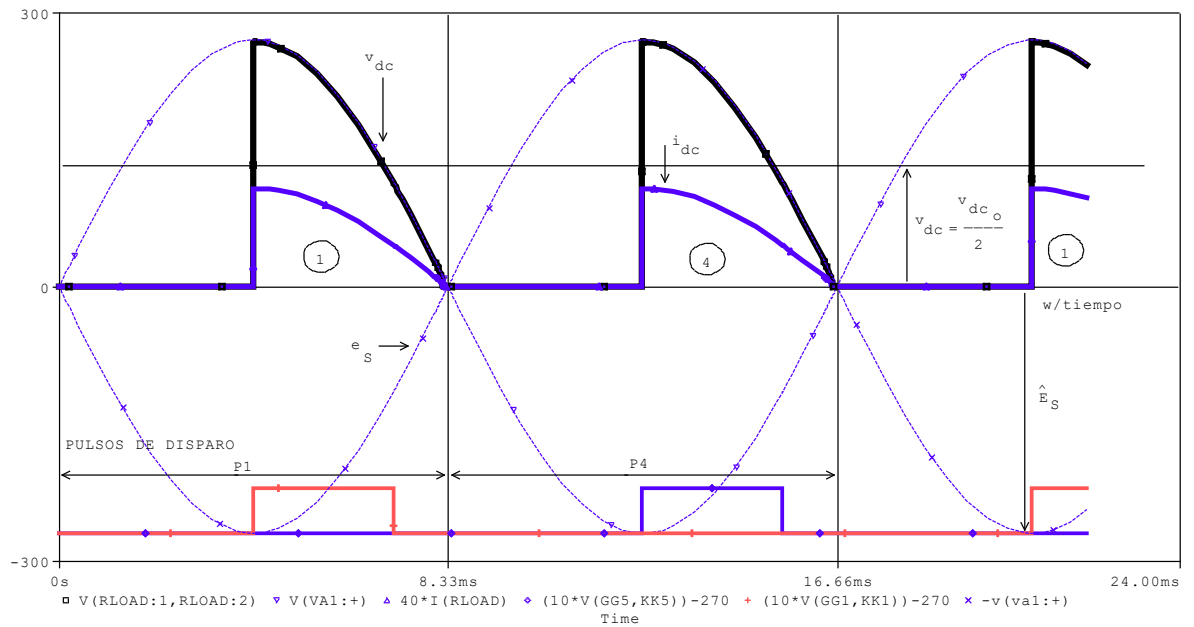
RECTIFICADORES MONOFÁSICOS DE ONDA COMPLETA ($p = 2$)

(i) CASO NO CONTROLADO; CARGA RESISTIVA CON $\alpha_F = 0^\circ$.



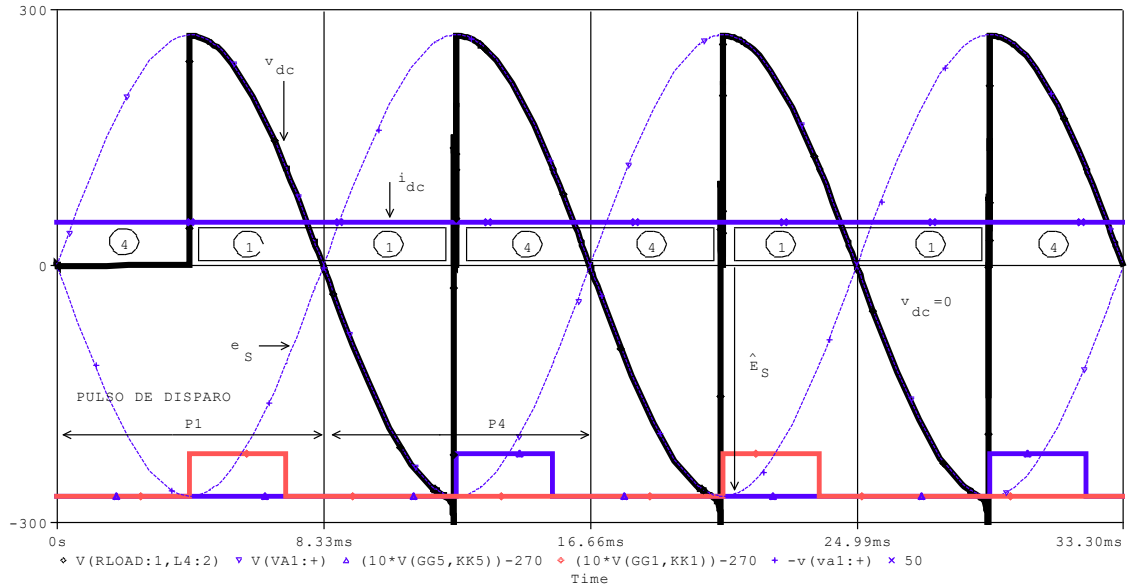
$$V_{dc0} = \frac{p}{\pi} \hat{E}_s \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

(ii) CASO CONTROLADO; CARGA RESISTIVA CON $\alpha_F = 90^\circ$.



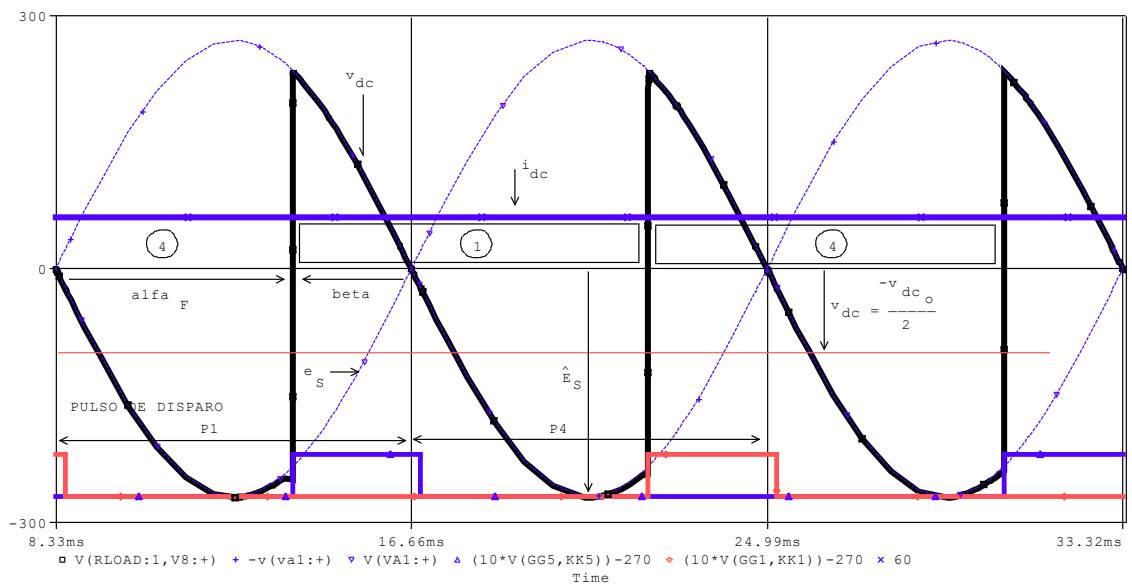
$$V_{dc} = \frac{V_{dc0}}{2} [1 + \cos \alpha t]$$

(iii) CASO TOTALMENTE CONTROLADO; CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 90^\circ$.



$$V_{dc} = V_{dc0} \cos \alpha_F$$

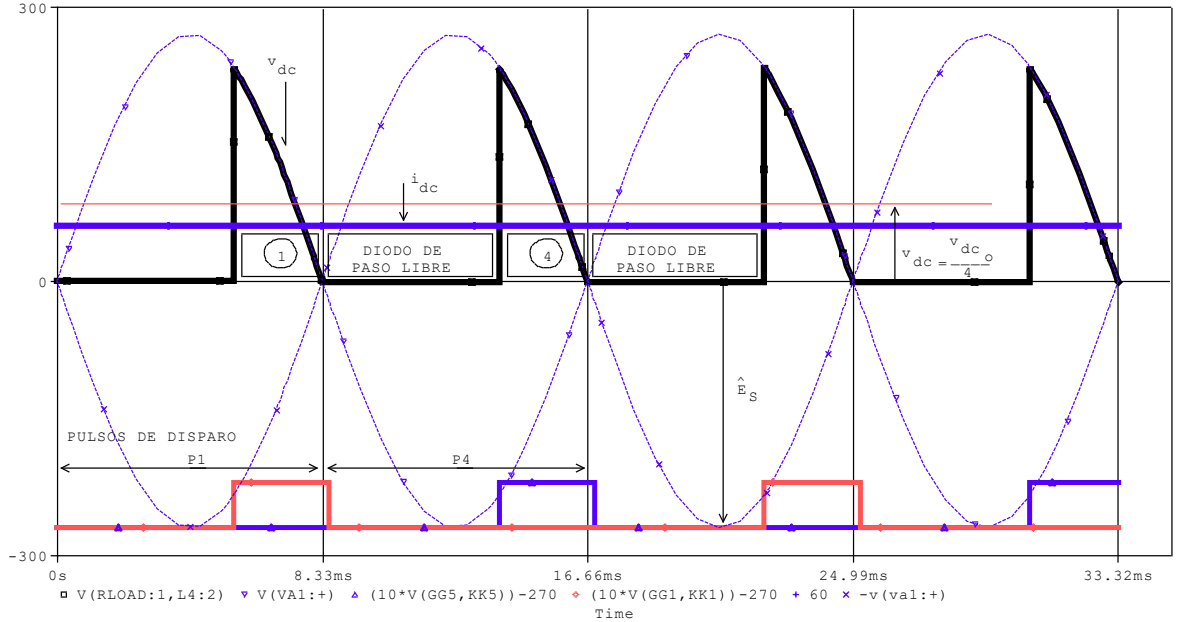
(iv) TOTALMENTE CONTROLADO; CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 120^\circ$.



$$V_{dc} = V_{dc0} \cos \alpha_F = -V_{dc0} \cos \beta$$

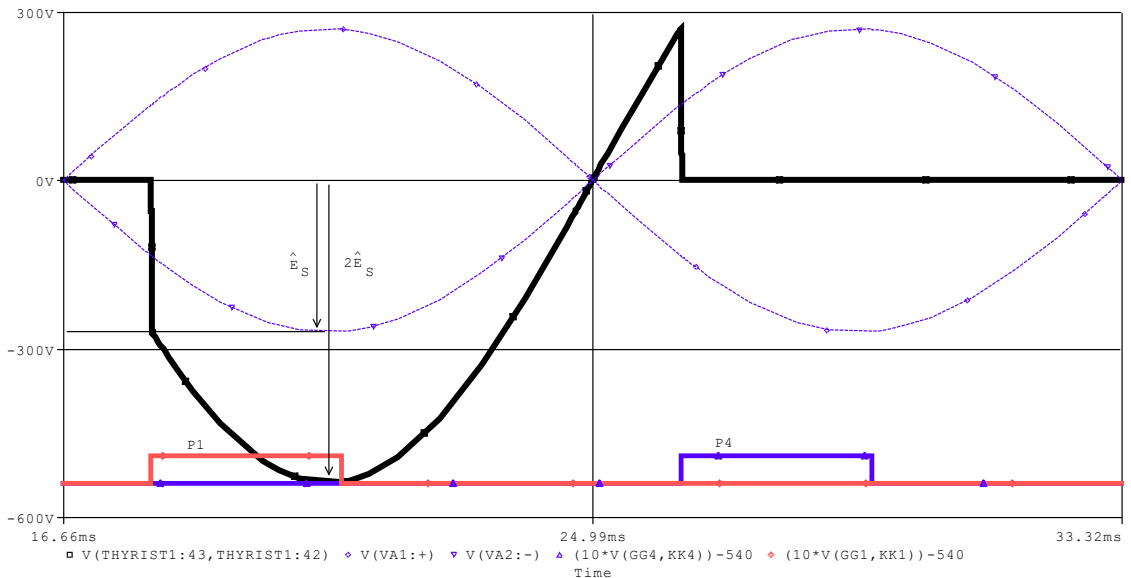
(v) CASO SEMICONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE; CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 120^\circ$.

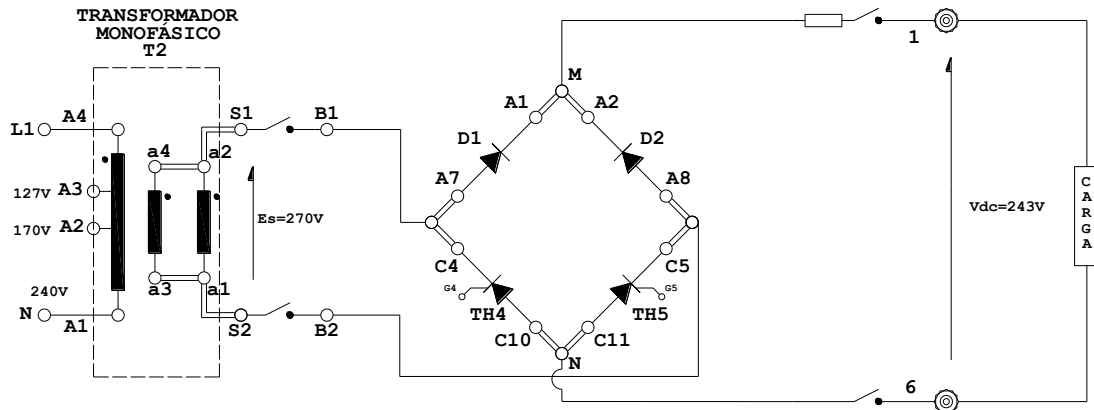
NOTA: Para el circuito bifásico \hat{E}_S es el voltaje de línea a tap central
 Para el circuito de puente completo \hat{E}_S es el voltaje de línea a línea



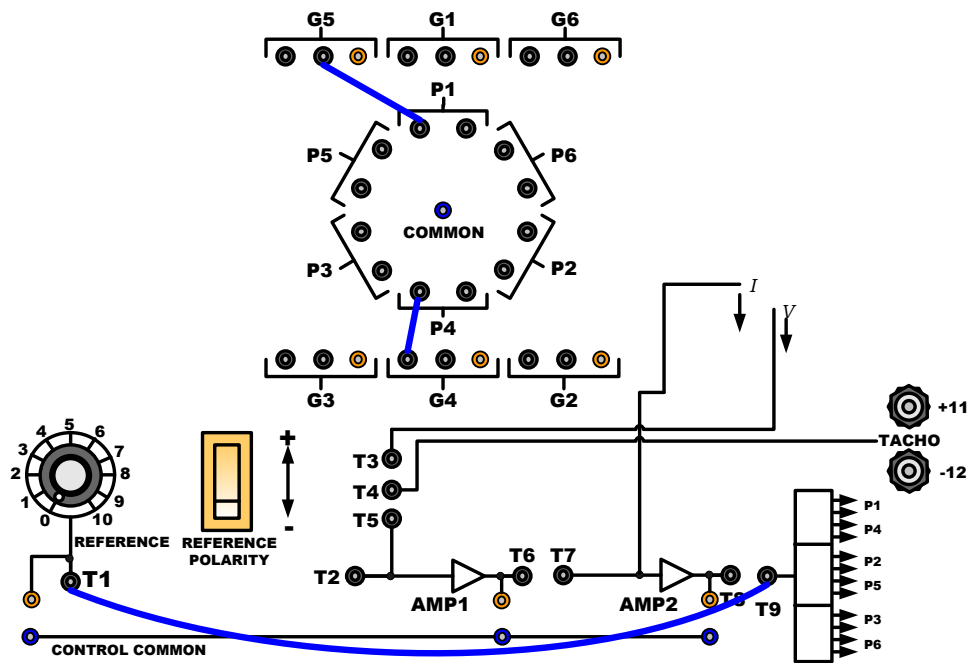
$$V_{dc} = \frac{V_{dc0}}{2} [1 + \cos \alpha_F]$$

(vi) CIRCUITO BIFÁSICO: VOLTAJE A TRAVÉS DEL TIRISTOR TH4





**CIRCUITO DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR
MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO
FIGURA 3 (A)**

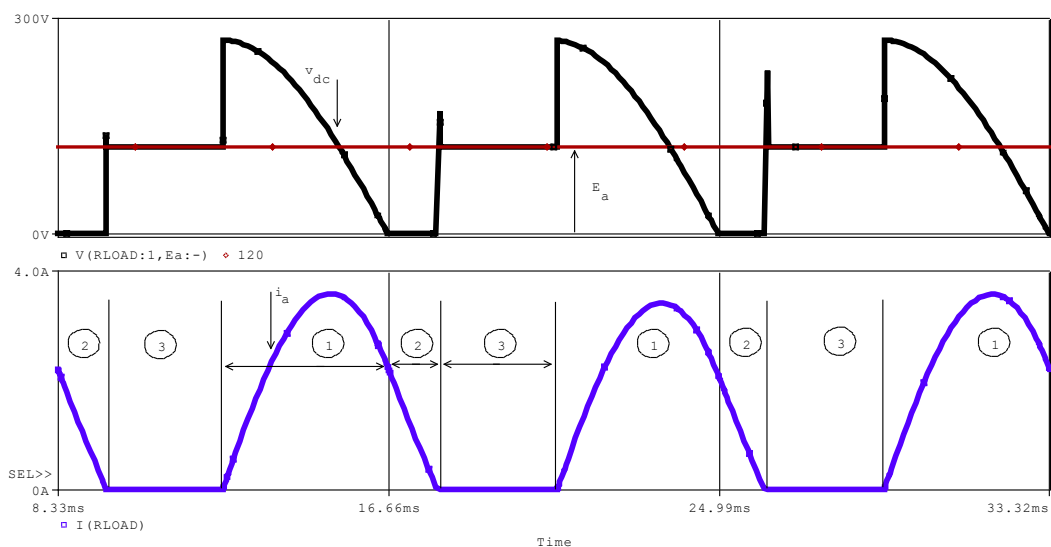


**CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL RECTIFICADOR
MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO
FIGURA 3 (B)**

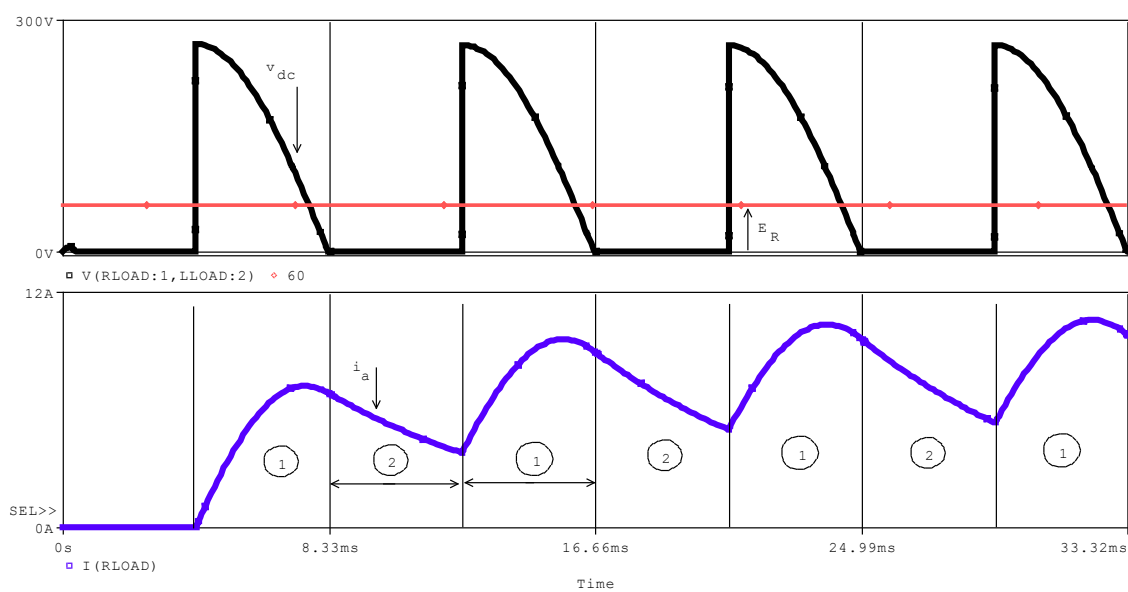
FIGURA 3 (C)

RECTIFICADORES MONOFÁSICOS DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADOS Y TOTALMENTE CONTROLADOS

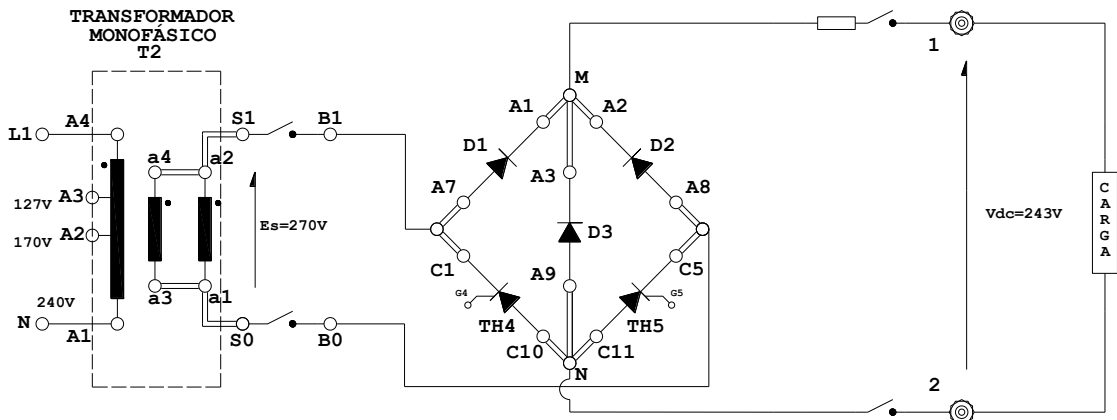
(i) CONDUCCIÓN CONTINUA: ALTA VELOCIDAD CON CARGA LIGERA



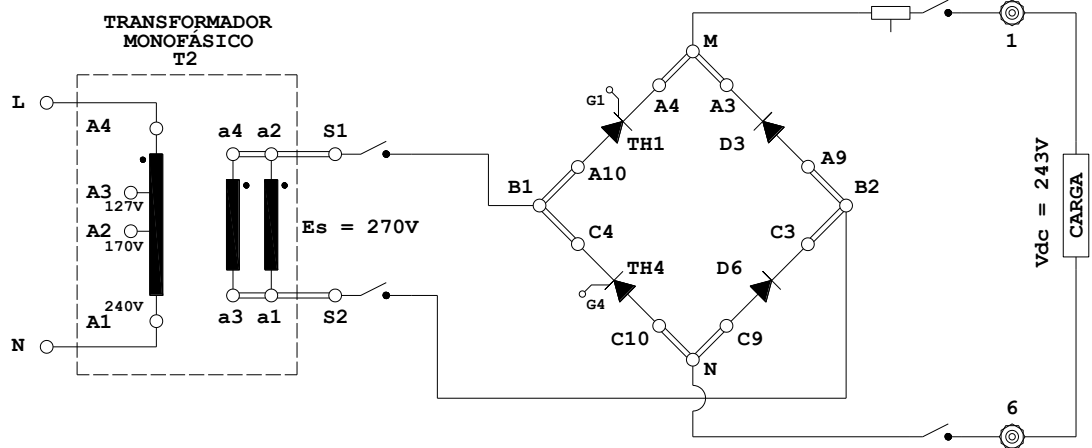
(ii) CONDUCCIÓN CONTINUA: BAJA VELOCIDAD CON CARGA NOMINAL



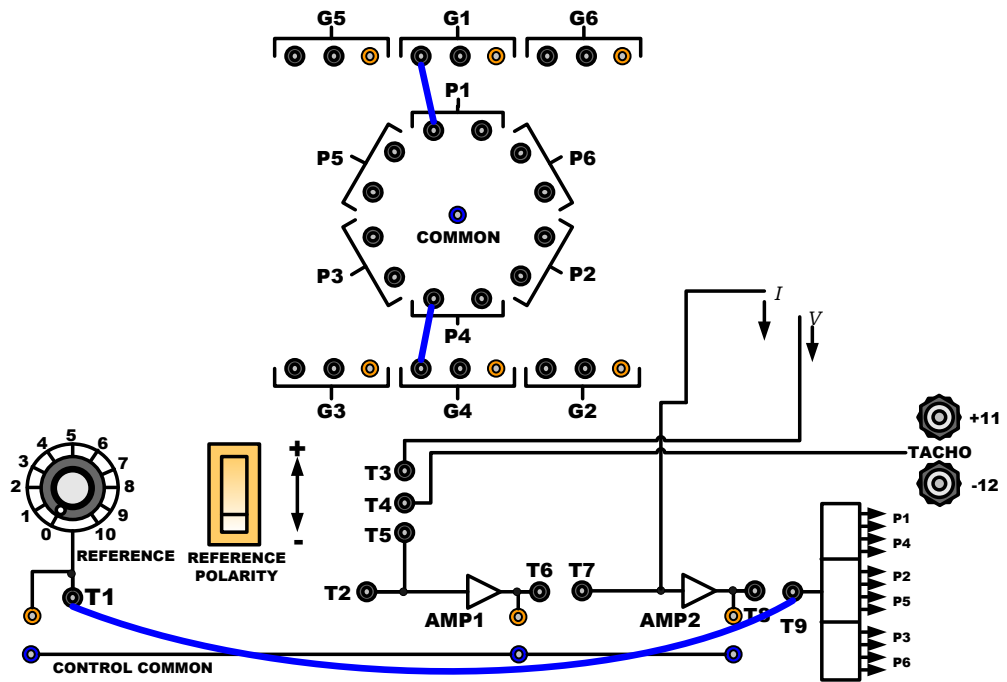
1. TIRISTOR CONDUCIENDO
2. DIODO DE PASO LIBRE CONDUCIENDO
3. CONDUCCIÓN DISCONTINUA



CIRCUITO DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE
FIGURA 3 (D)



CIRCUITO DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE INTRÍNSECO
FIGURA 3 (E)



*CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL RECTIFICADOR
MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO
CON DIODO DE PASO LIBRE INTRÍNSECO*
FIGURA 3 (F)

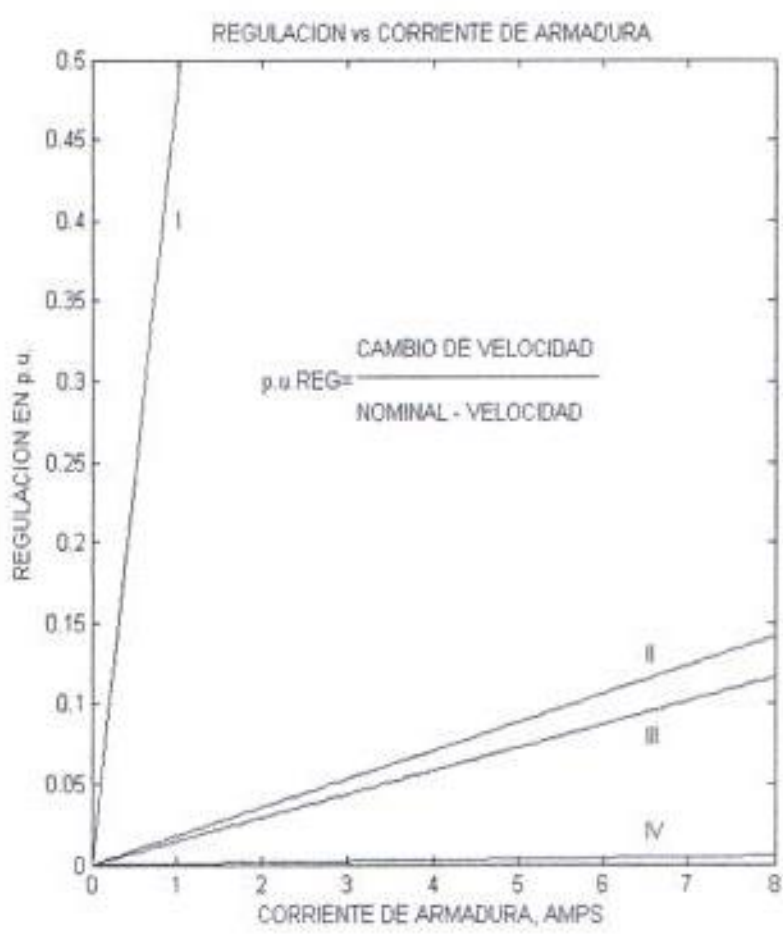
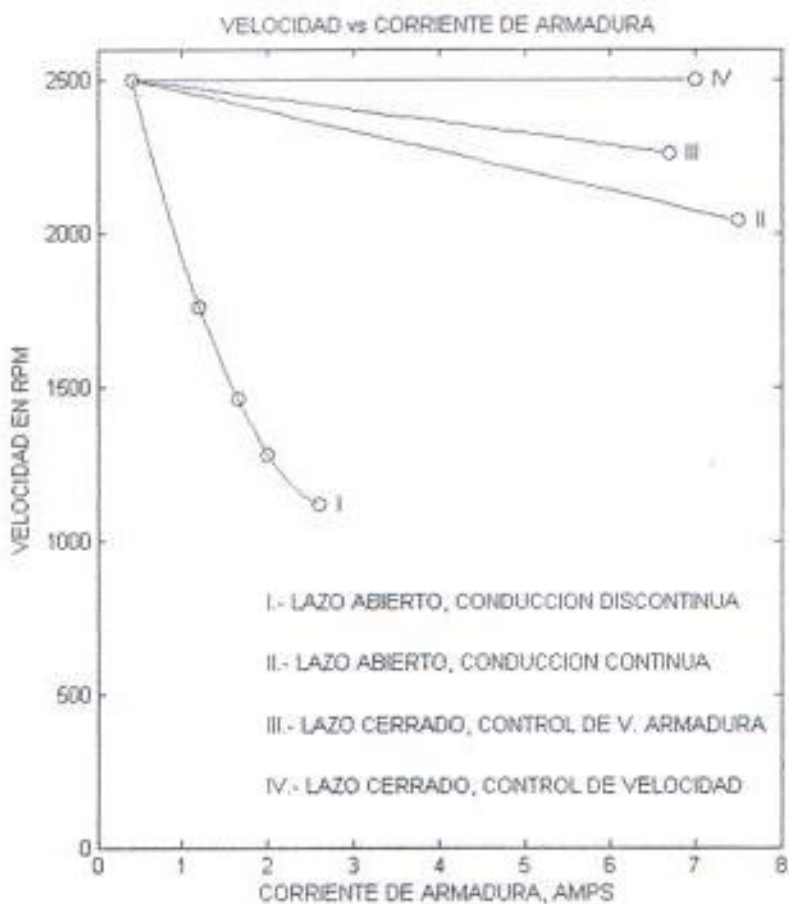
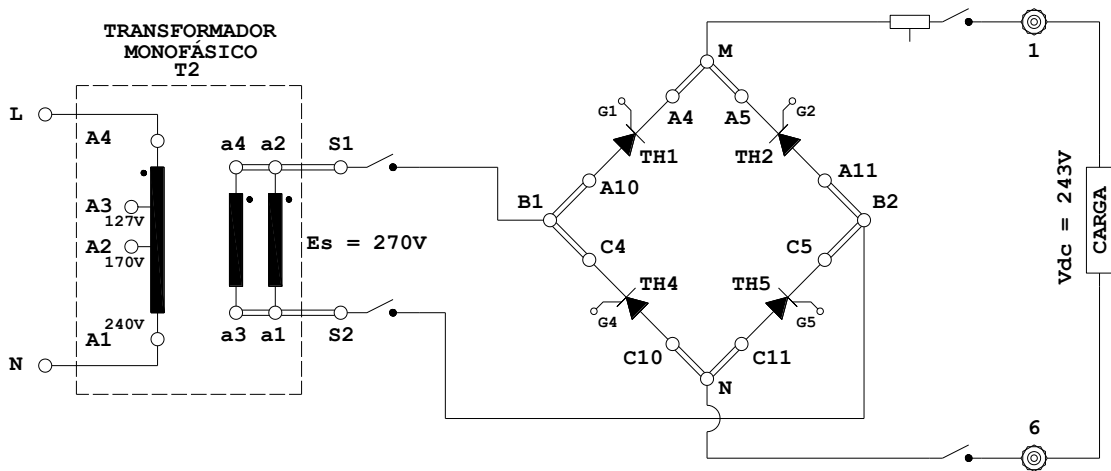
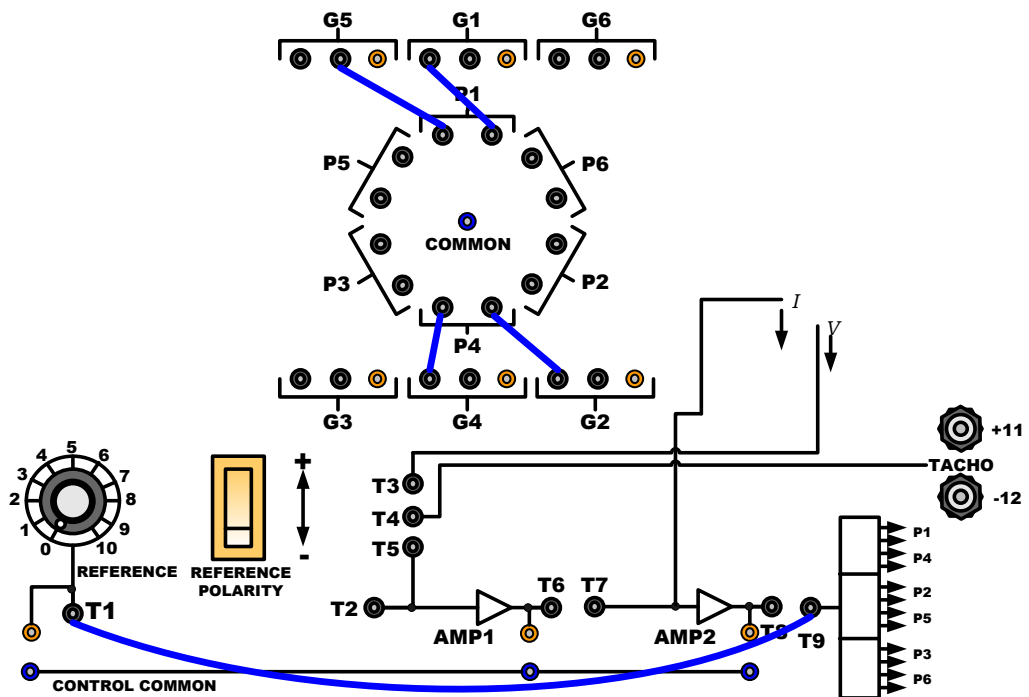


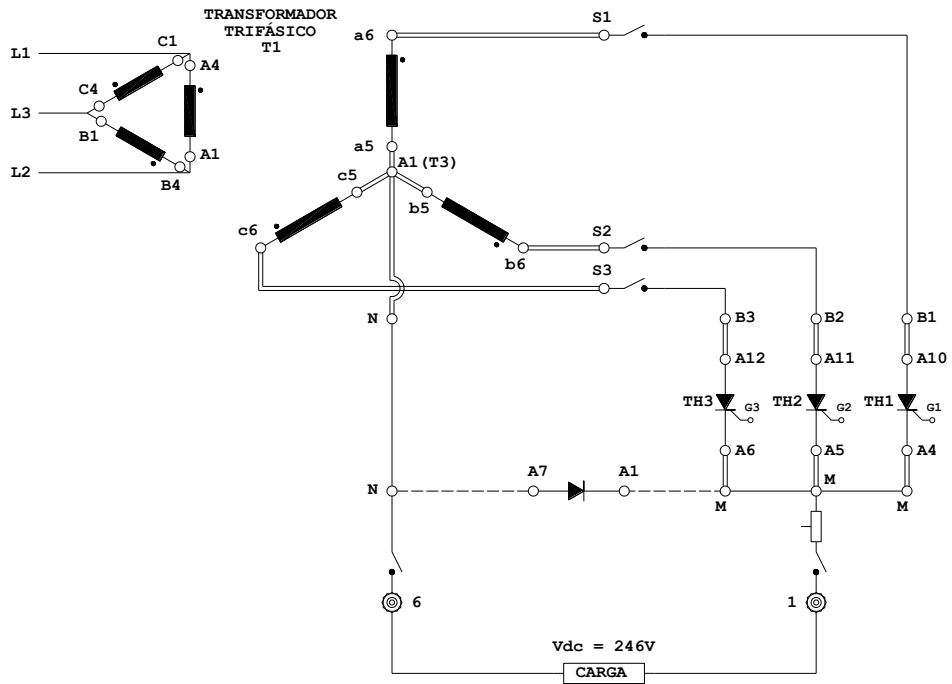
FIGURA 3 (H)



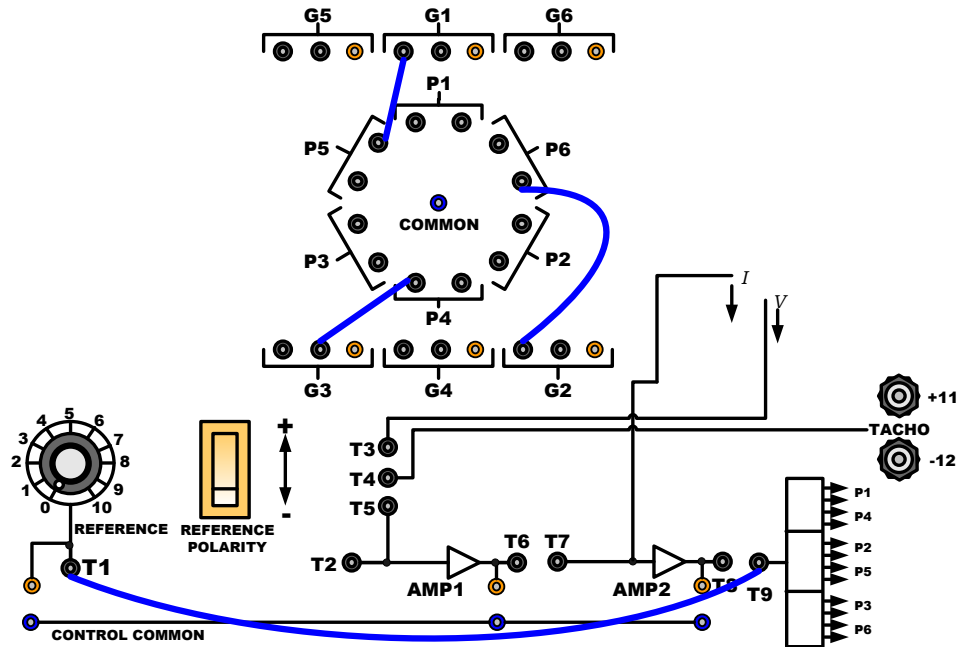
*CIRCUITO DE POTENCIA DEL
RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA
TOTALMENTE CONTROLADO*
FIGURA 4 (A)



*CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL
RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA
TOTALMENTE CONTROLADO*
FIGURA 4 (B)



CIRCUITO DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA
FIGURA 5 (A)

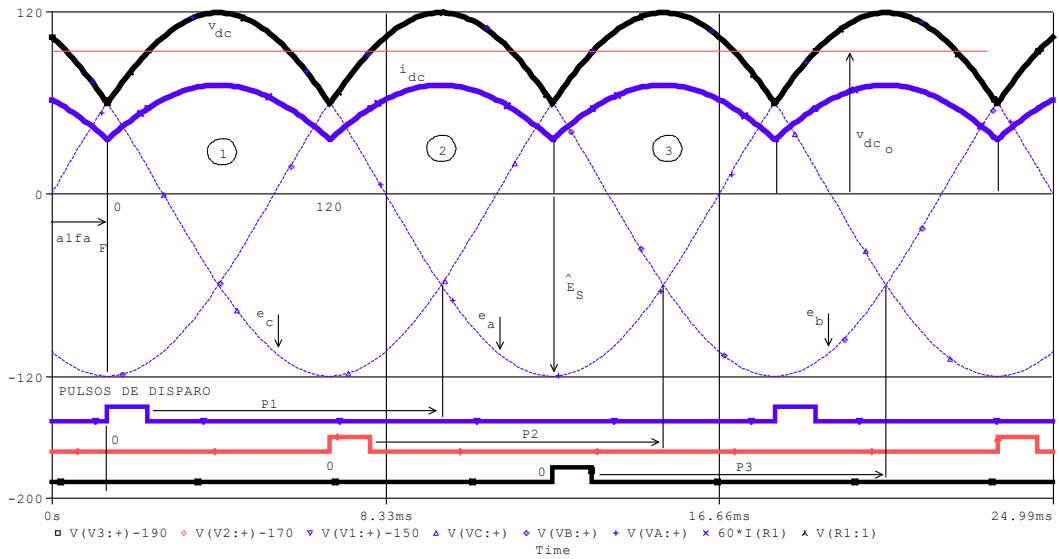


CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA
FIGURA 5 (B)

FIGURA 5 (C)

RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA

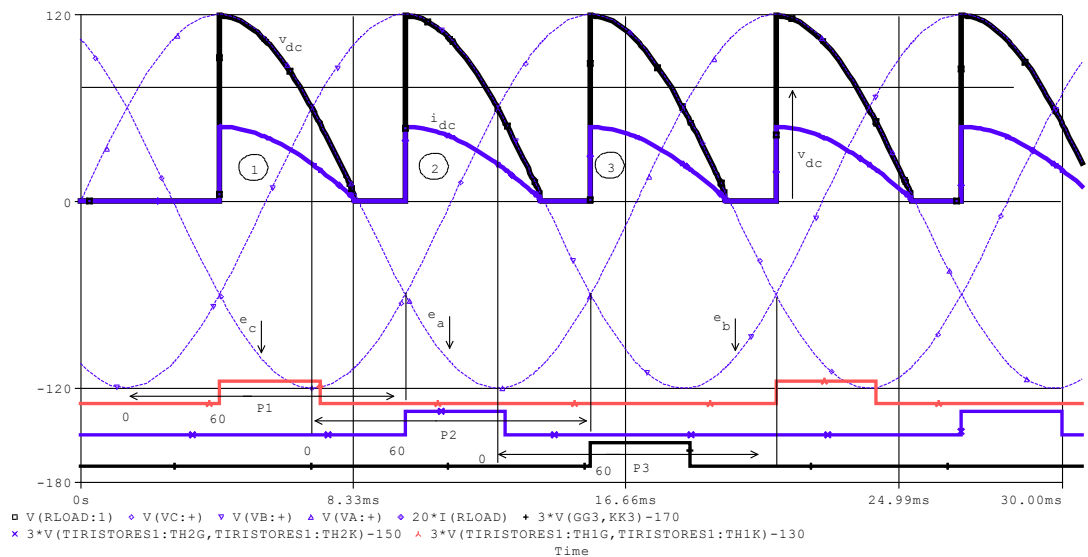
(i) NO CONTROLADO; CARGA RESISTIVA PURA CON $\alpha_F = 0^\circ$.



En la gráfica, $v_{dc0} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{E}_s = 0.826 \hat{E}_s$

$$V_{dc0} = \frac{p}{\pi} \hat{E}_s \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

(ii) CONTROLADO; CARGA RESISTIVA PURA CON $\alpha_F = 60^\circ$.

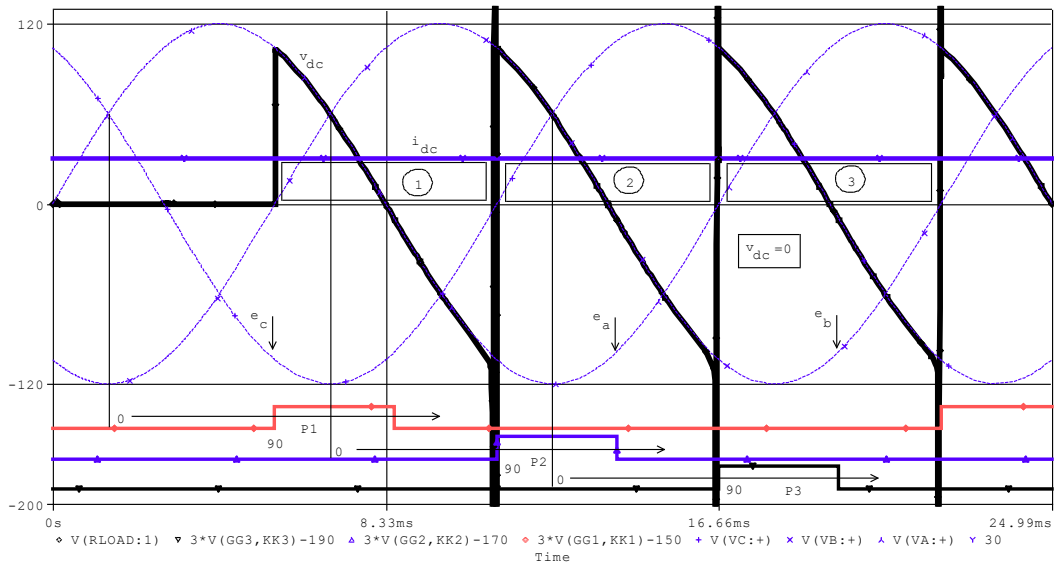


En la gráfica, $v_{dc0} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc0}$

Para $0 \leq \alpha_F \leq 30^\circ$, $v_{dc0} = V_{dc0} \cos \alpha_F$

Para $30^\circ \leq \alpha_F \leq 150^\circ$, $v_{dc0} = \frac{V_{dc0}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(30 + \alpha_F)]$

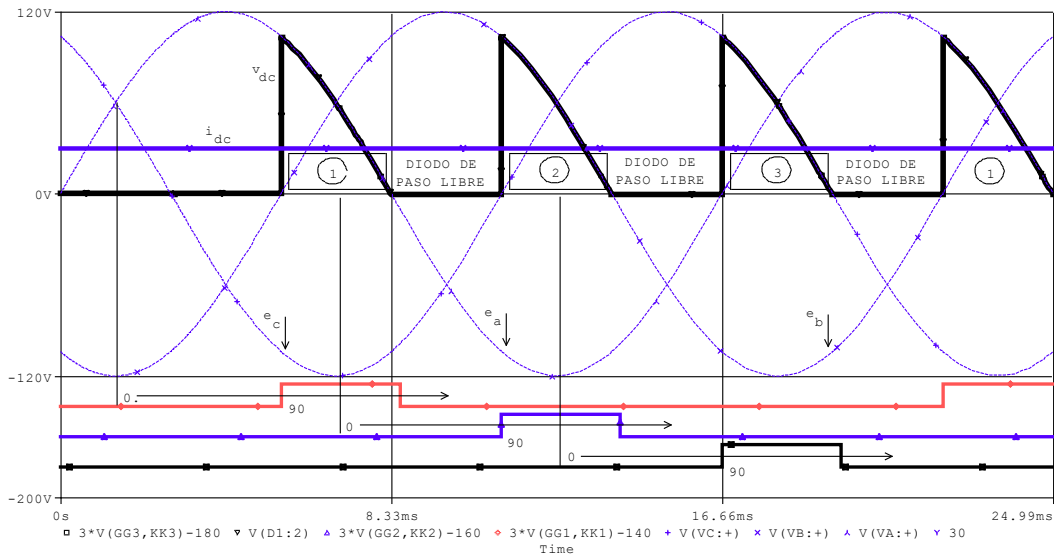
(iii) CONTROLADO; CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 90^\circ$.



En la gráfica, $v_{dc} = 0$

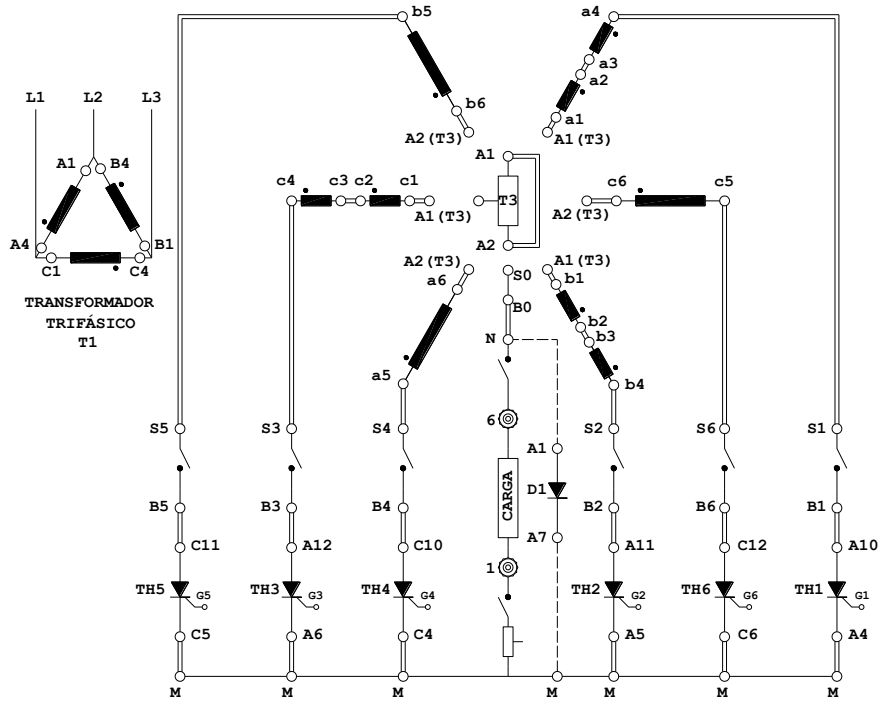
$$\text{Para } 0 \leq \alpha_F \leq 180^\circ, v_{dc} = V_{dc0} \cos \alpha_F$$

(iv) CONTROLADO; CONDUCCIÓN CONTINUA CON DIODO DE PASO LIBRE Y $\alpha_F = 90^\circ$.

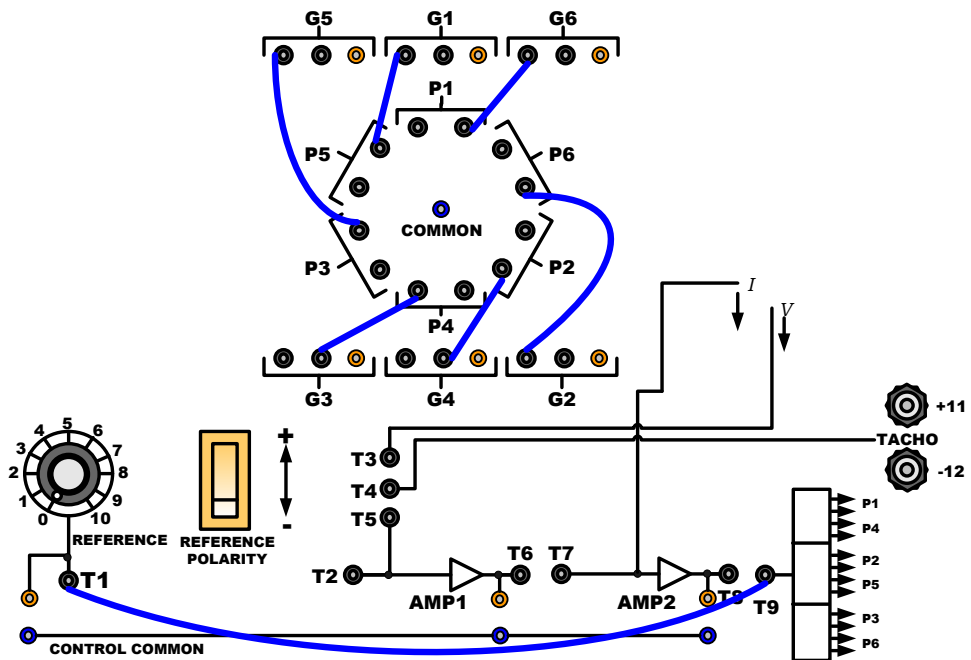


$$\text{En la gráfica, } v_{dc} = \frac{V_{dc0}}{2\sqrt{3}}$$

$$\text{Para } 30^\circ \leq \alpha_F \leq 150^\circ, v_{dc} = \frac{V_{dc0}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(30 + \alpha_F)]$$



*CIRCUITO DE POTENCIA DEL
RECTIFICADOR TRIFÁSICO DIAMETRAL DE SEIS PULSOS
FIGURA 6 (A)*

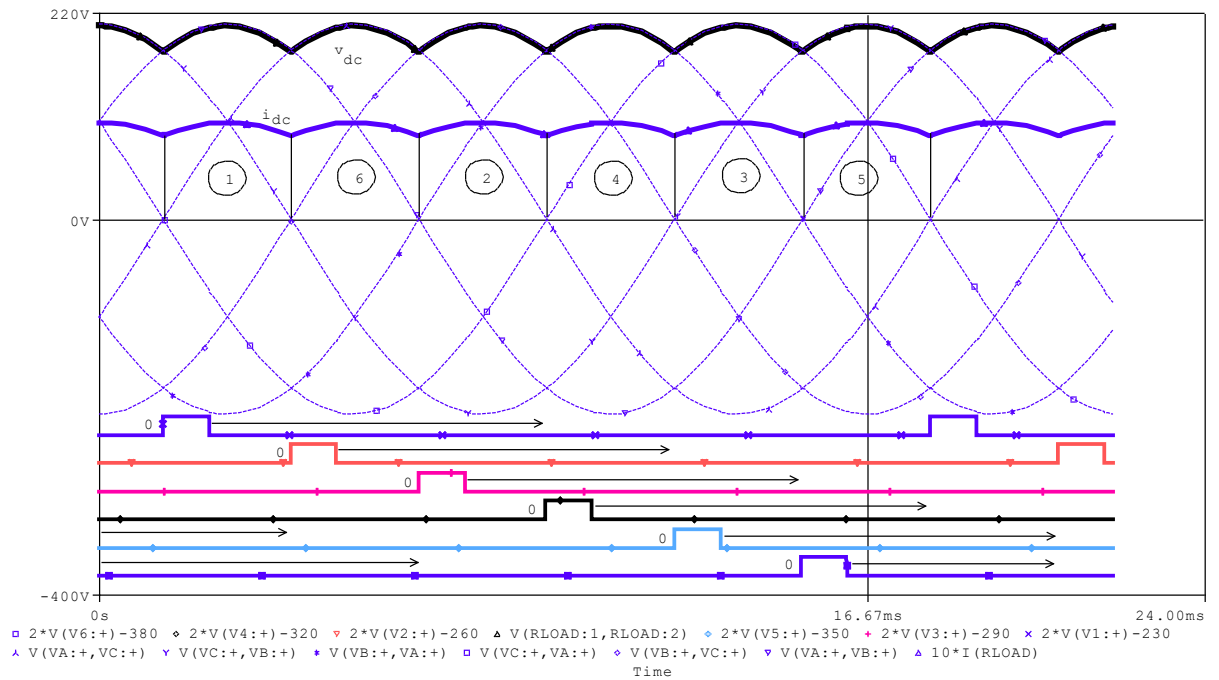


*CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL
RECTIFICADOR TRIFÁSICO DIAMETRAL
FIGURA 6 (B)*

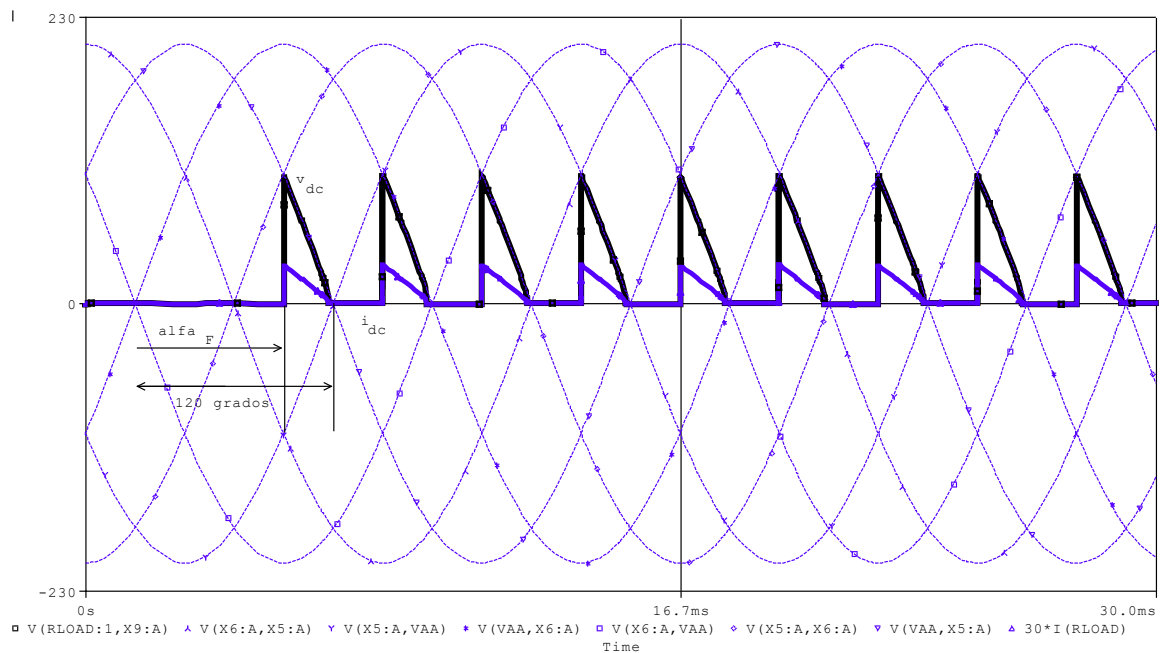
FIGURA 6 (C)

RECTIFICADOR TRIFÁSICO DIAMETRAL DE SEIS PULSOS

(i) CASO CONTROLADO; CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 0^\circ$.

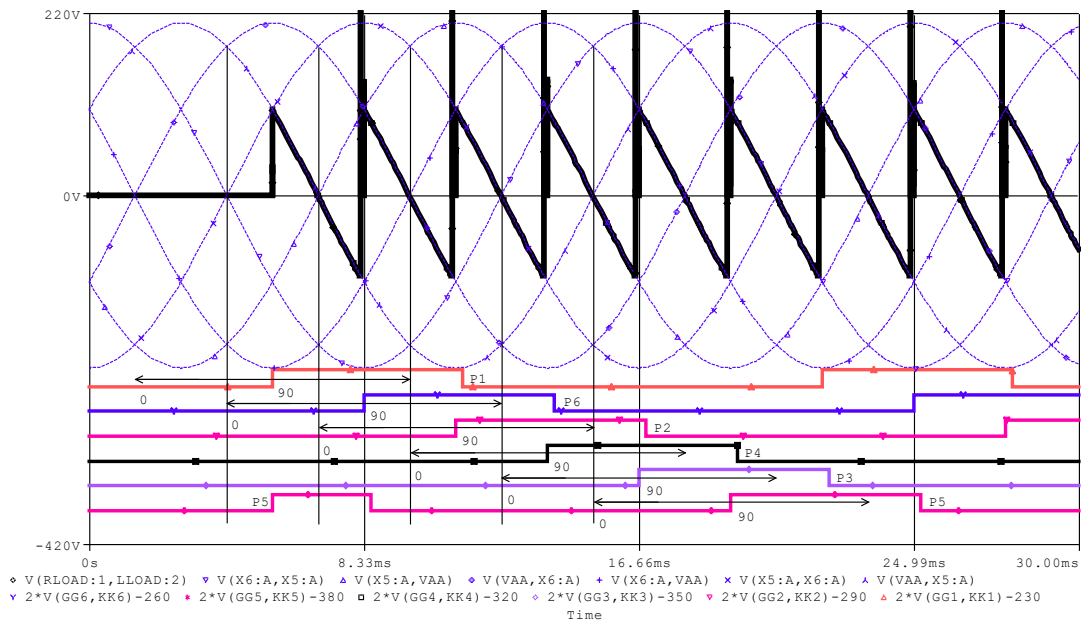


(ii) CASO CONTROLADO; CONDUCCIÓN DISCONTINUA CON $\alpha_F = 90^\circ$.



(iii) CASO CONTROLADO; CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 90^\circ$.

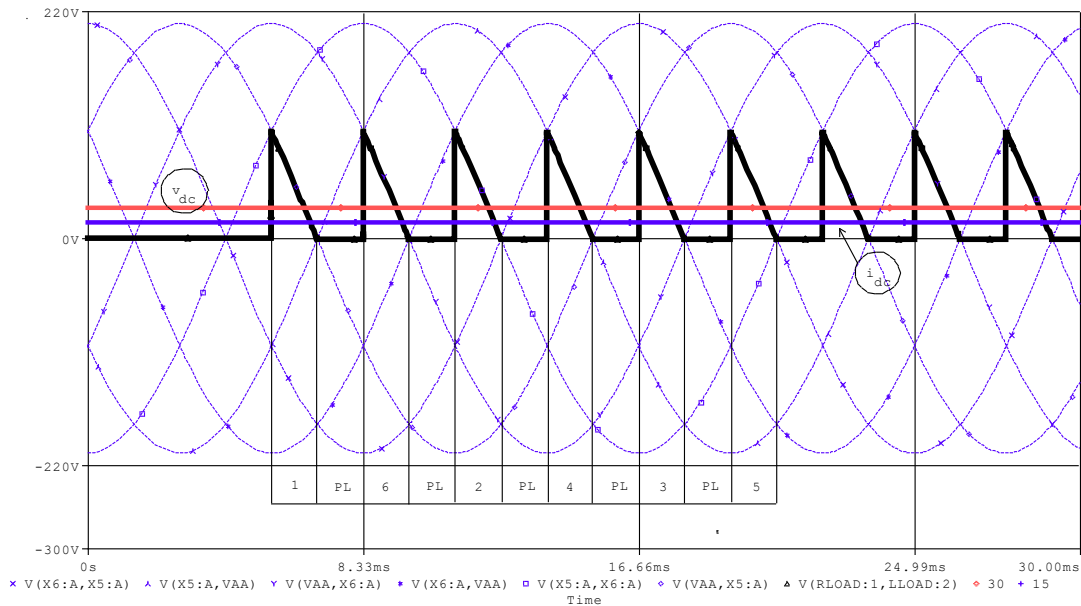
1



En la gráfica, $v_{dc} = 0$

Para el rango $0 < \alpha_F < \pi$, $V_{dc} = v_{dc0} \cos \alpha_F$

(iv) CASO CONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE; CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 90^\circ$.



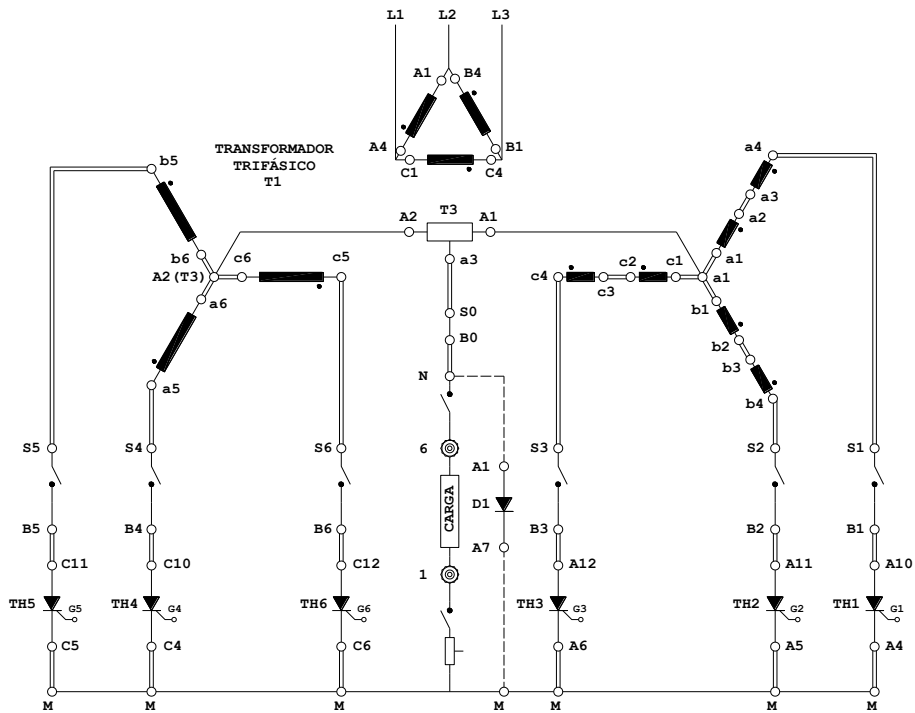
En la gráfica, $v_{dc} = 0.134V_{dc0}$

Para el rango $60^\circ < \alpha_F < 120^\circ$, $V_{dc} = v_{dc0} [1 + \cos(30 + \alpha_F)]$

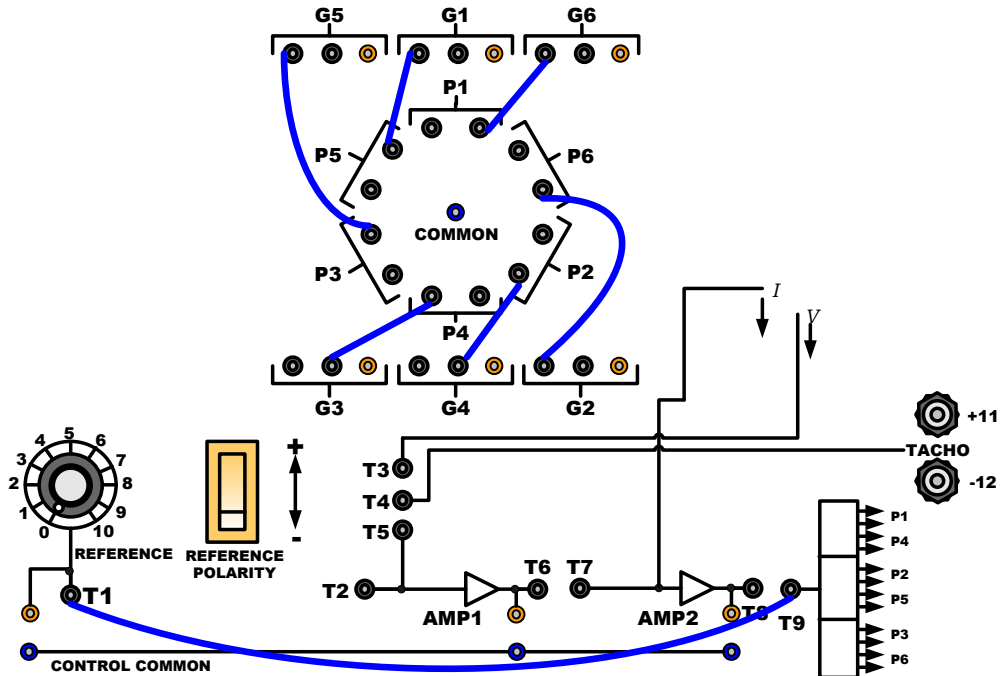
PL = diodo de paso libre conduciendo

Los pulsos de los tiristores son análogos a la gráfica (iii) anterior

NOTA IMPORTANTE: Los pulsos de los tiristores en (iii) están prolongados 3ms, lo cual no significa que el tiristor conducirá todo este período; sólo mientras sus condiciones de polarización y corriente lo permitan. El rango posible de disparo se muestra con una flecha. Fuera de este rango no es posible enviar pulsos de disparo.



CIRCUITO DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA DE SEIS PULSOS CON REACTOR DE INTERFASE
FIGURA 7 (A)

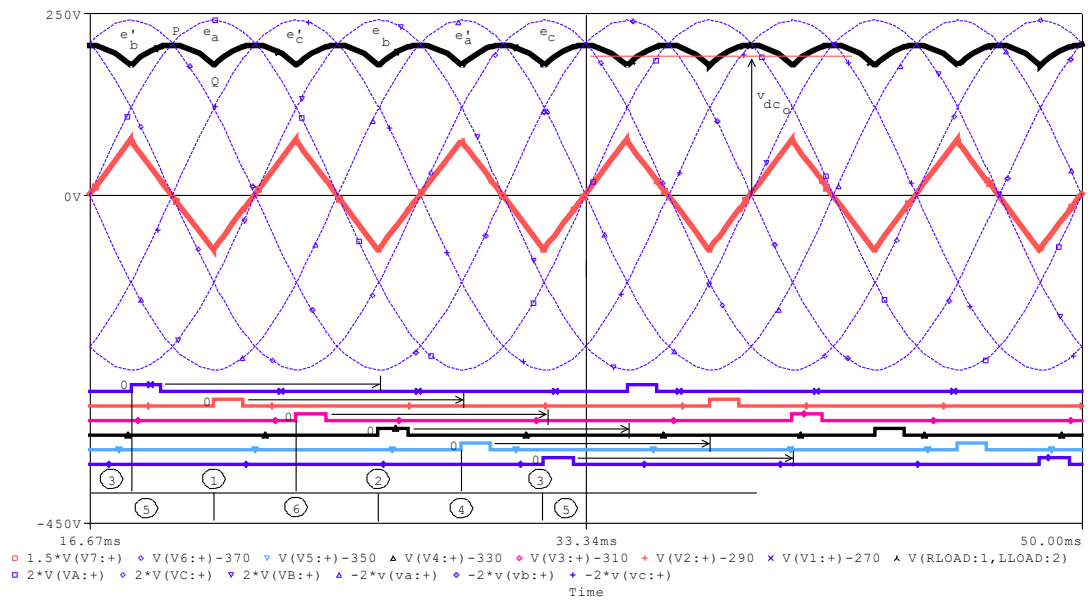


CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA DE SEIS PULSOS CON REACTOR DE INTERFASE
FIGURA 7 (B)

FIGURA 7 (C)

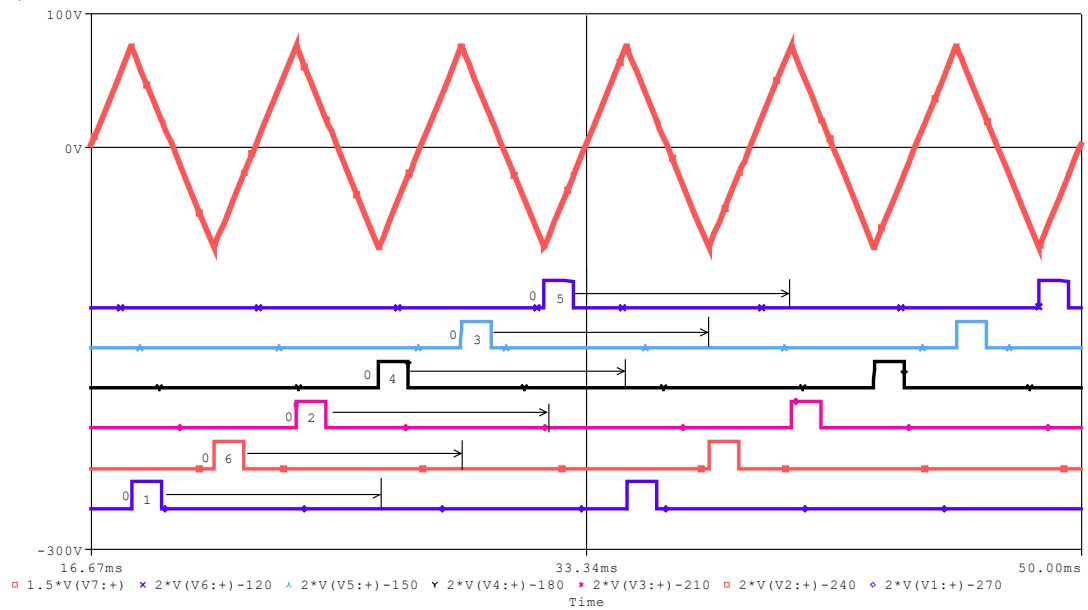
RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA DE SEIS PULSOS CON REACTOR DE INTERFASE

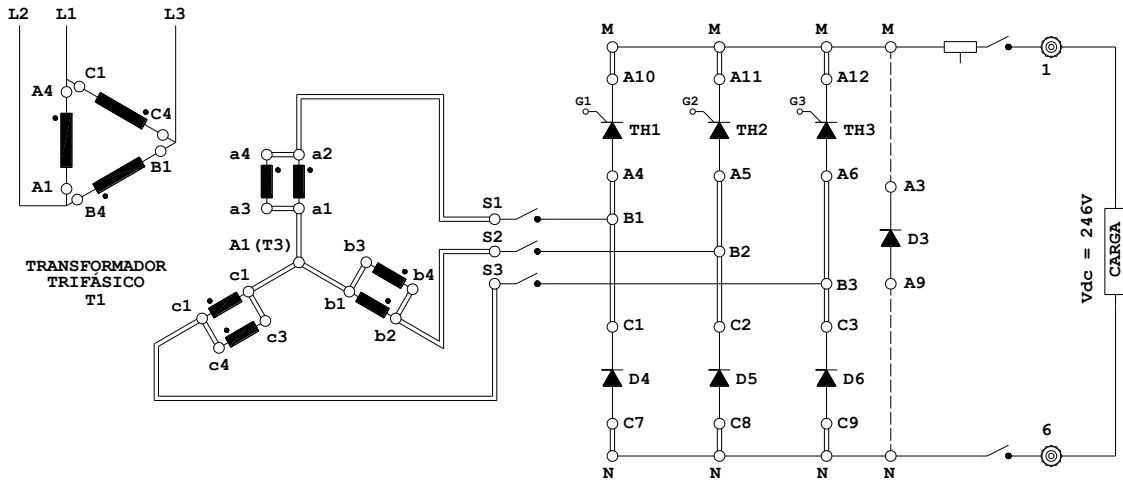
(i)



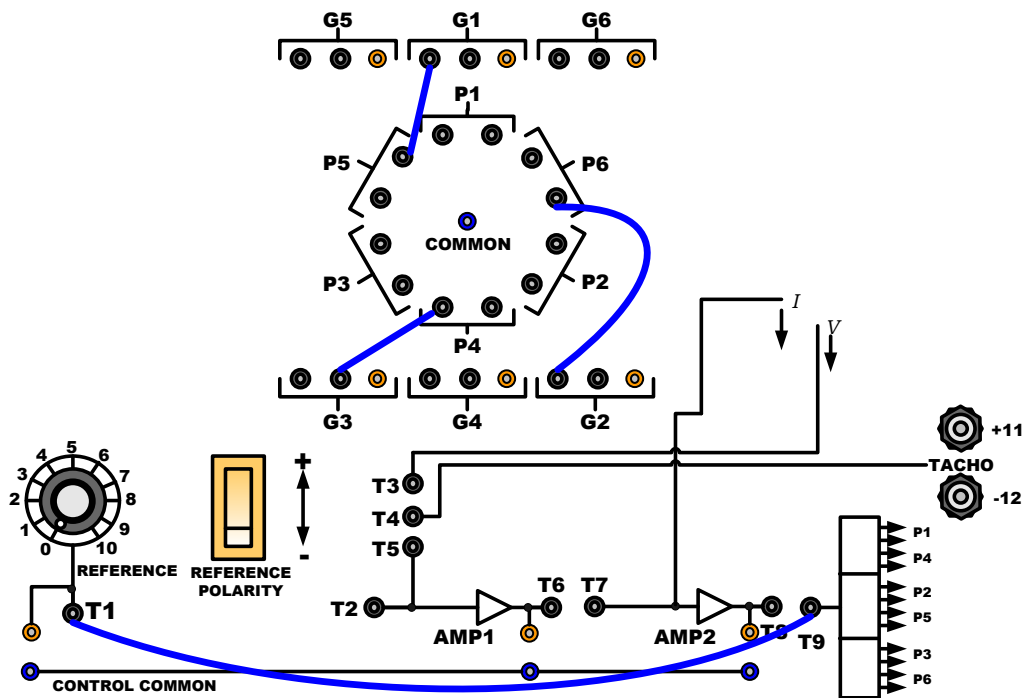
En la gráfica, $v_{dc0} = 0.826 \hat{E}_s$

(ii) VOLTAJE DEL REACTOR DE INTERFASE





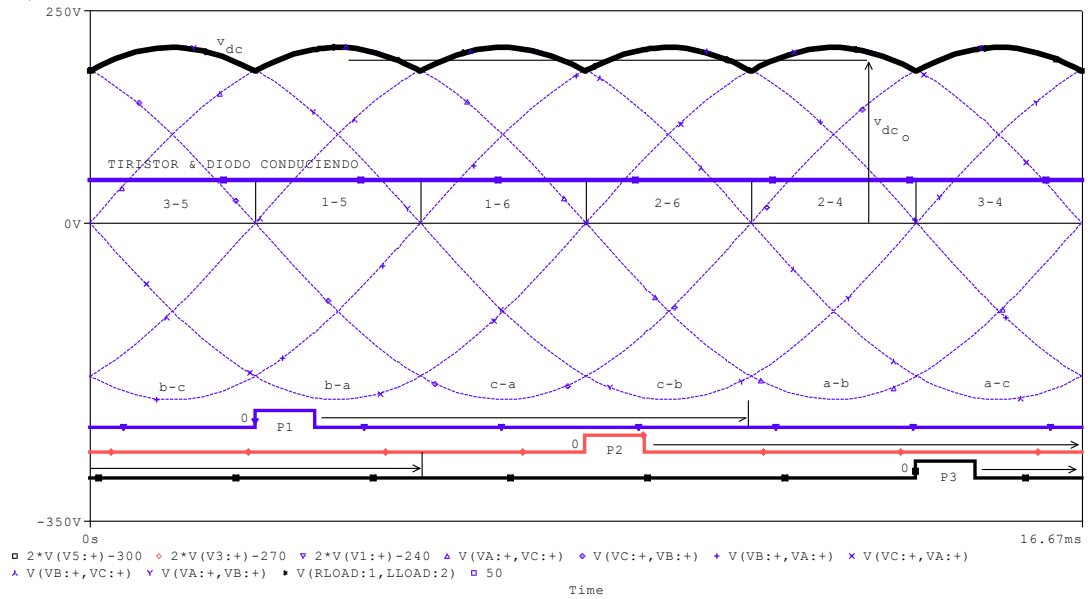
*CIRCUITO DE POTENCIA DEL
RECTIFICADOR TRIFÁSICO SEMICONTROLADO*
FIGURA 8 (A)



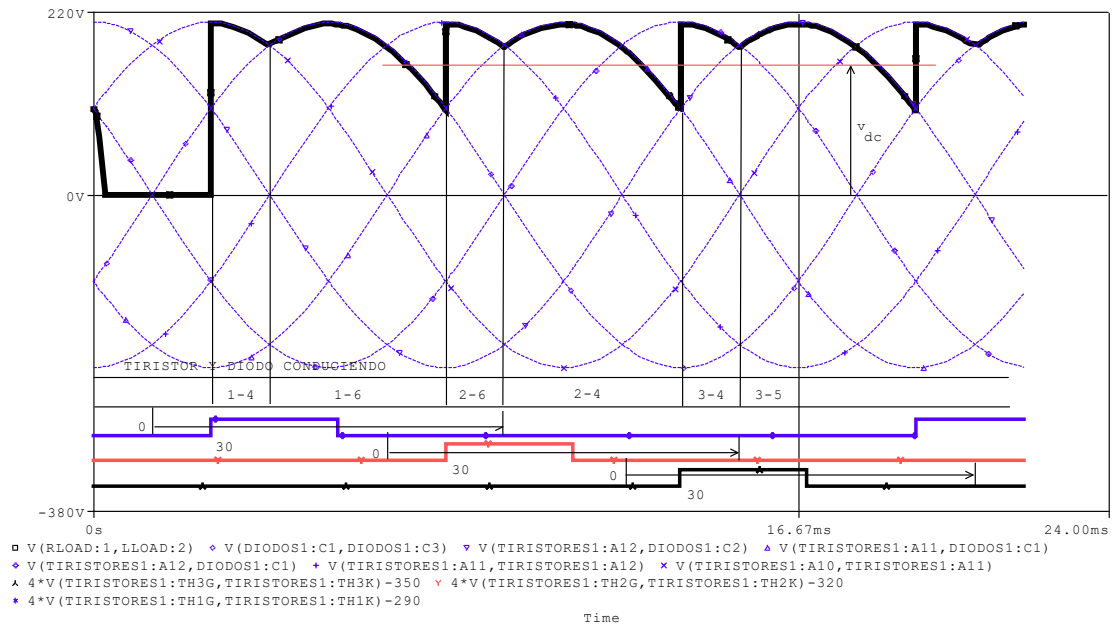
*CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL
RECTIFICADOR TRIFÁSICO SEMICONTROLADO*
FIGURA 8 (B)

FIGURA 8 (C) RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA SEMICONTROLADO

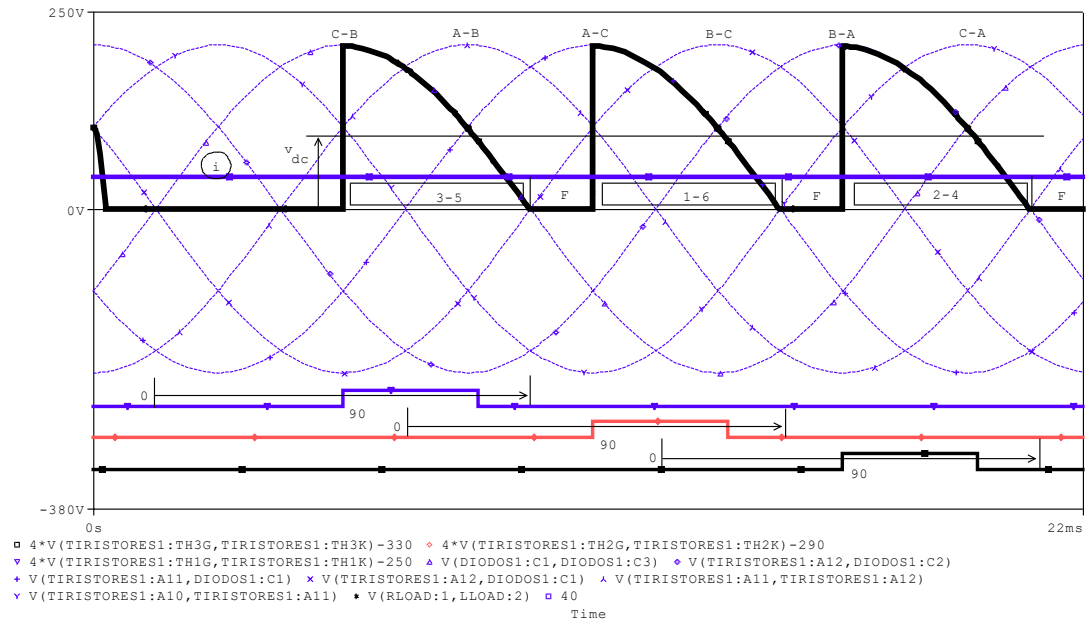
(i) CASO NO CONTROLADO ($p = 6$)

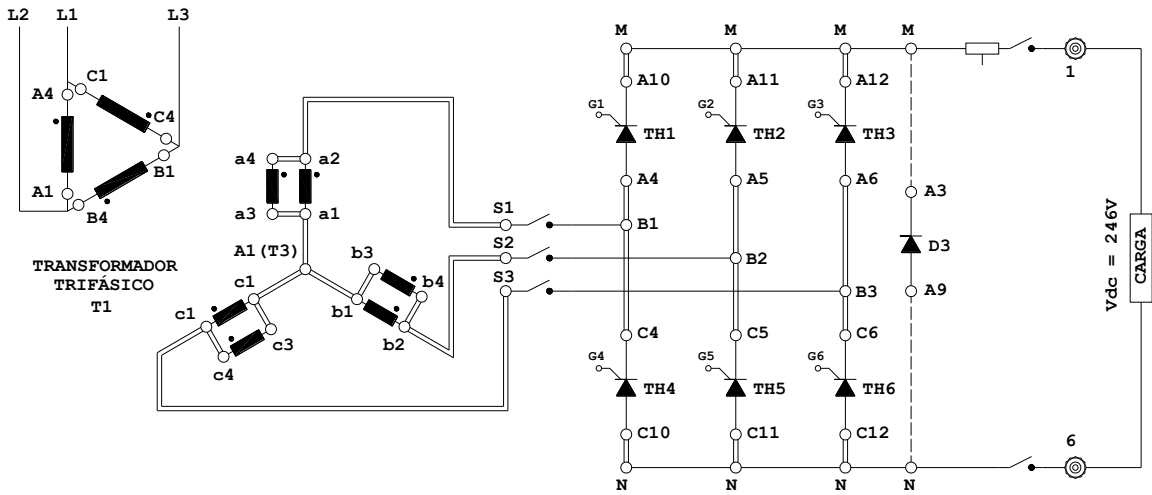


(ii) CASO SEMICONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE ($\alpha_F = 30^\circ$)



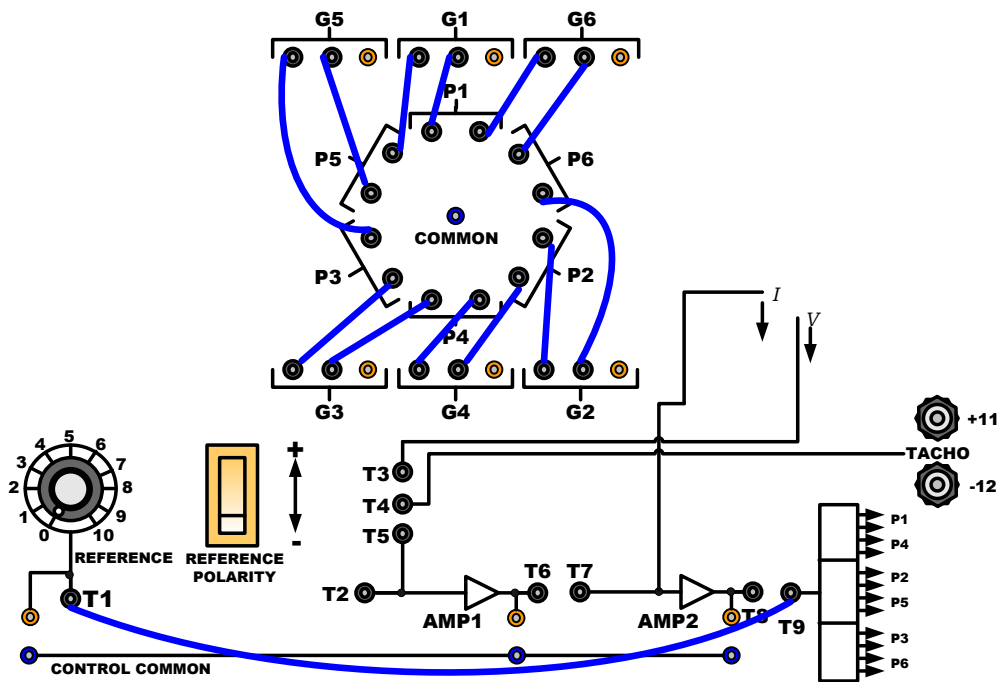
(iii) CASO SEMICONTROLADO CON DIODO DE PASO LIBRE ($\alpha_F = 90^\circ$)





CIRCUITO DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO

FIGURA 9 (A)



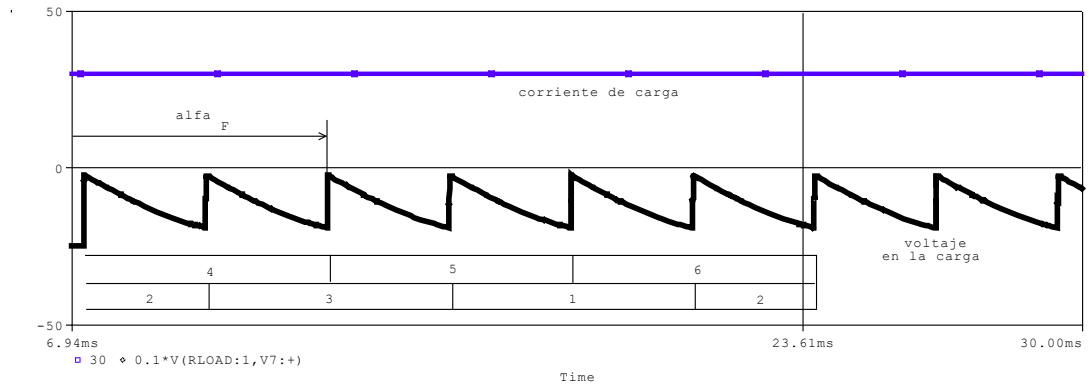
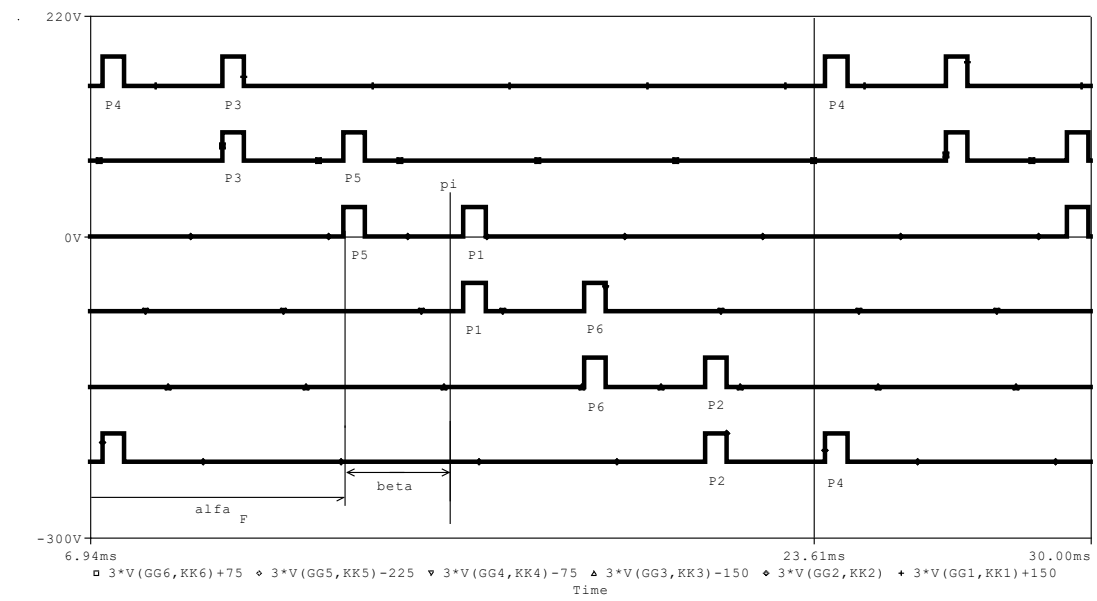
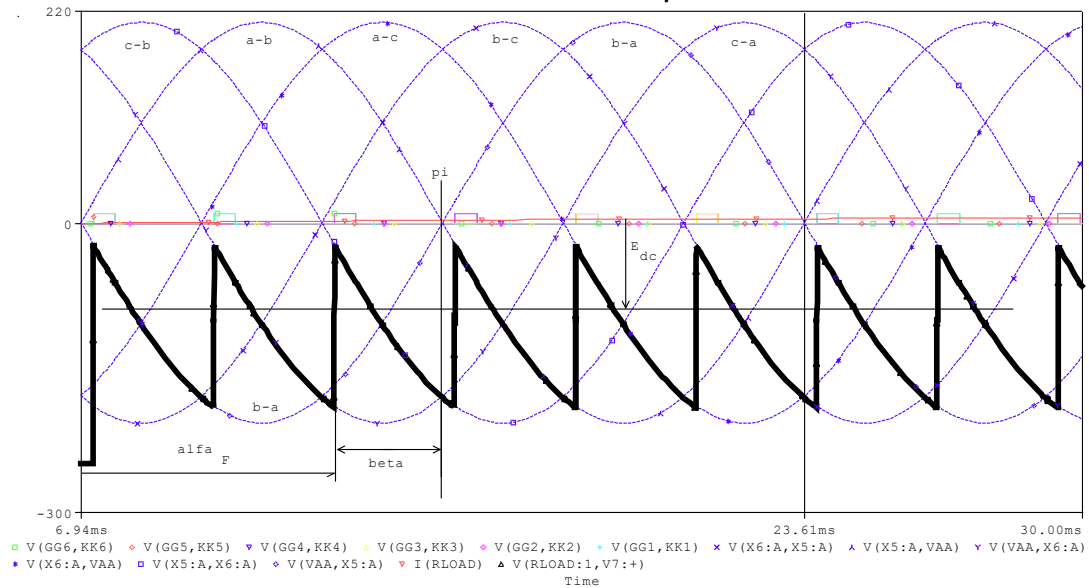
CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO

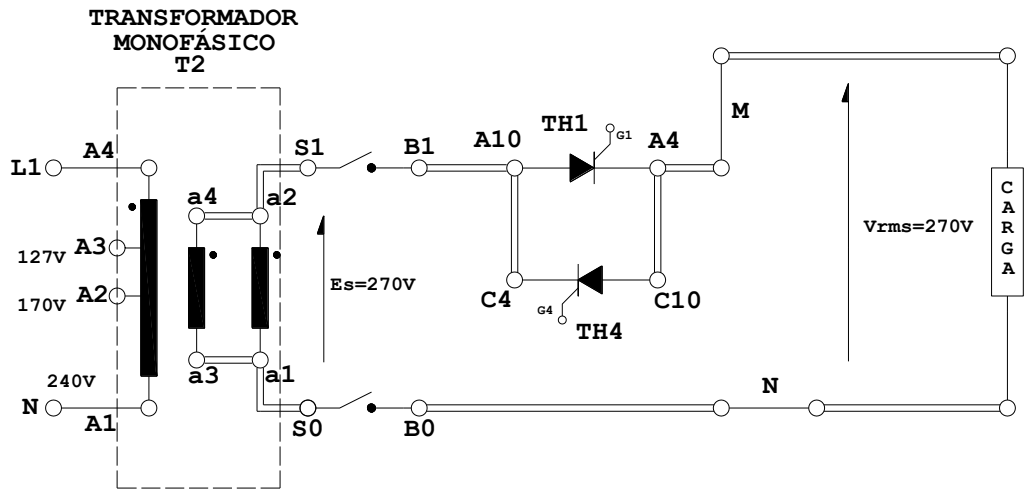
FIGURA 9 (B)

FIGURA 9 (C)

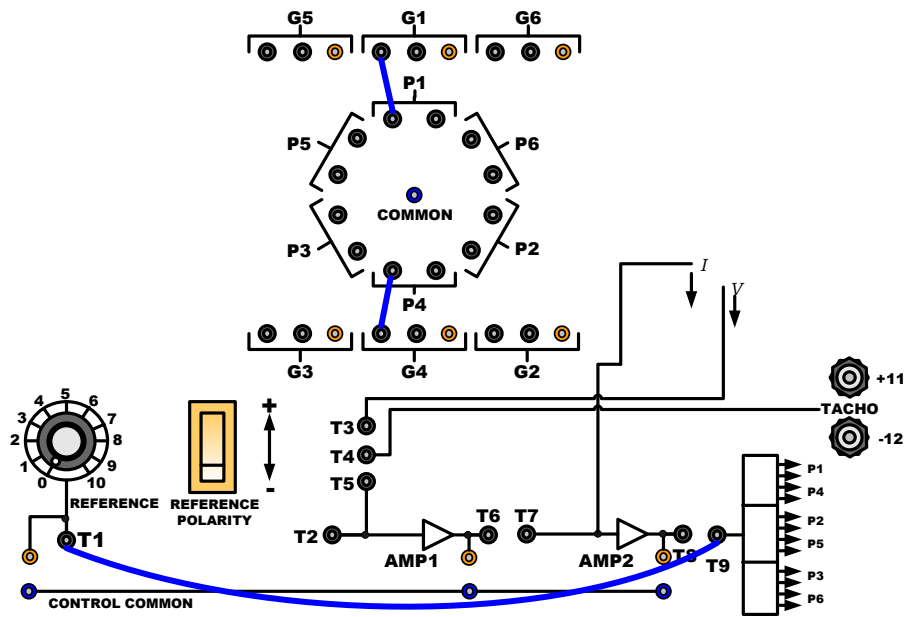
RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO

(i) CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 126^\circ$ ($\beta = 54^\circ$)





*CIRCUITO DE POTENCIA DEL CONVERTIDOR
AC/AC MONOFÁSICO*
FIGURA 10 (A)

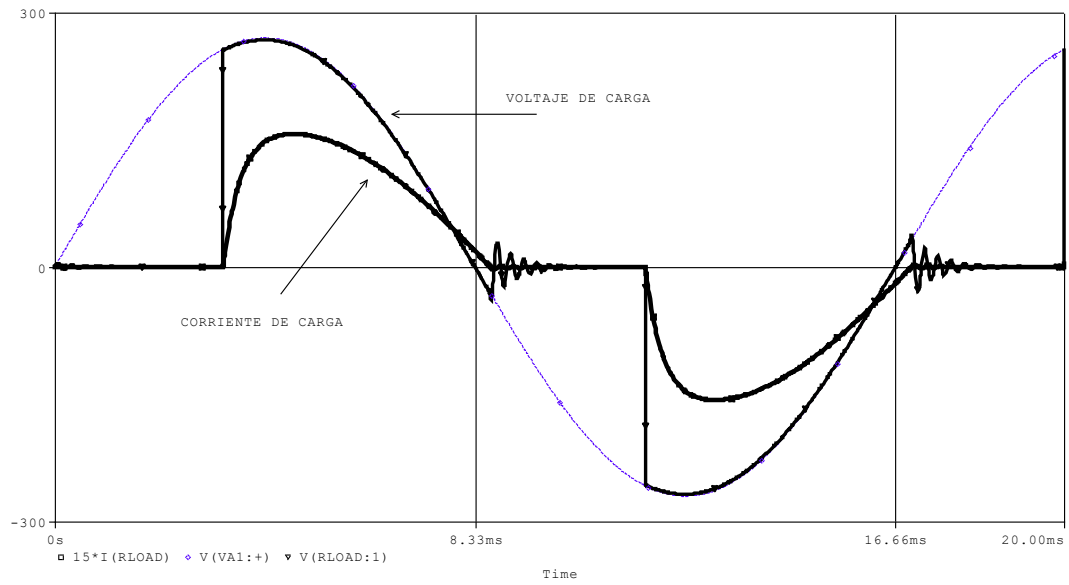


*CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL CONVERTIDOR
AC/AC MONOFÁSICO*
FIGURA 10 (B)

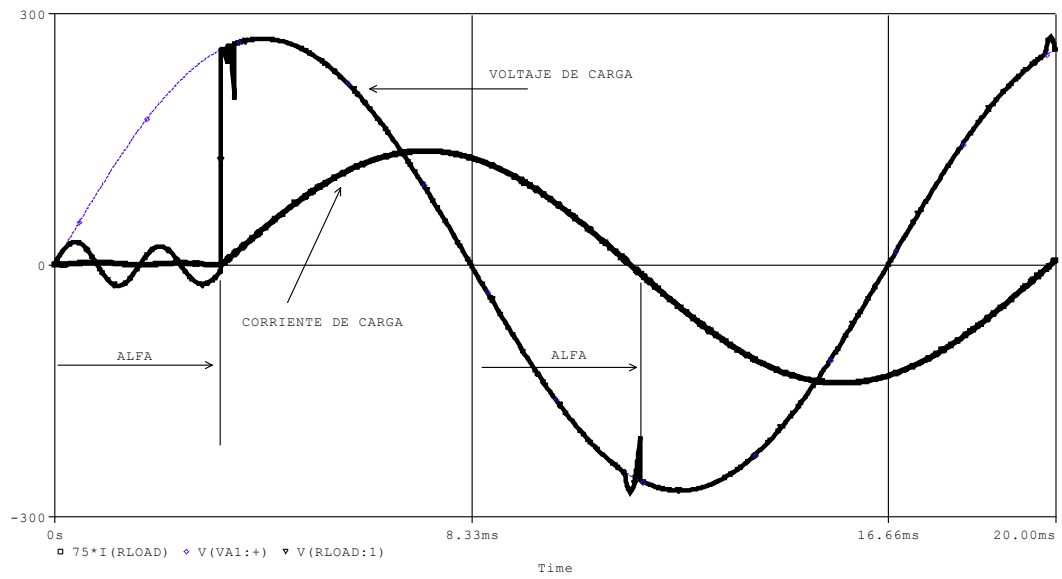
FIGURA 10 (C)

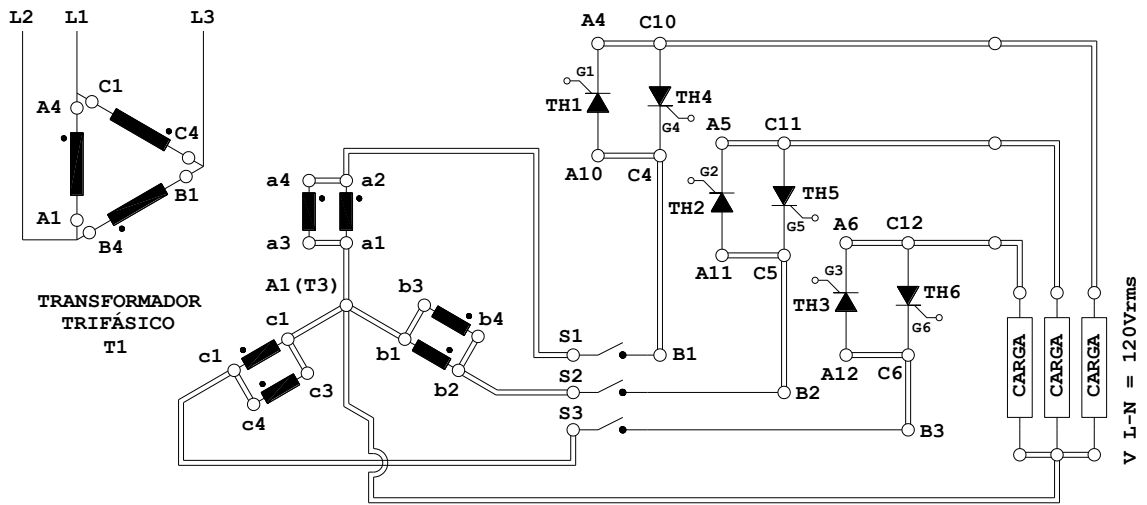
CONVERTIDOR AC/AC MONOFÁSICO

(i) CONDUCCIÓN DISCONTINUA CON $\alpha_F = 71^\circ$ ($\beta = 119^\circ$)

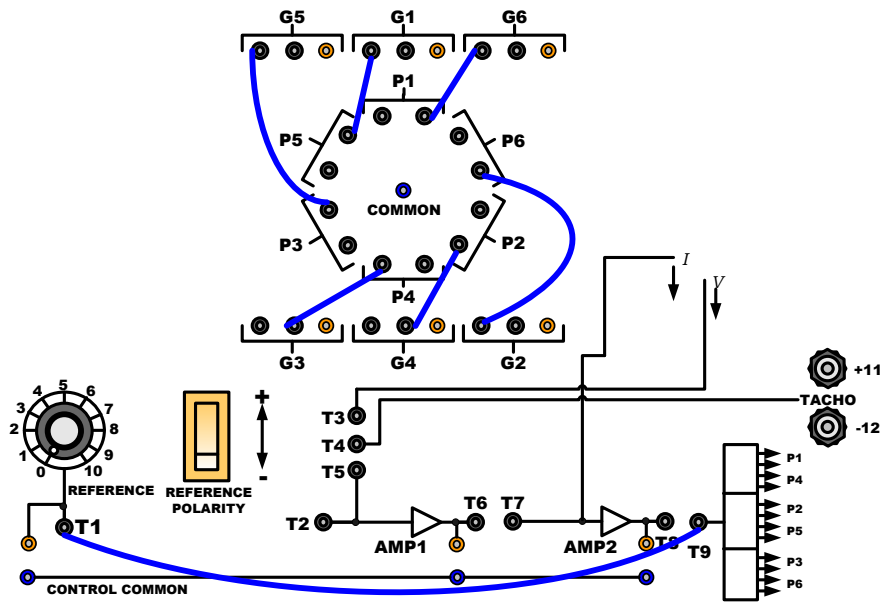


(ii) CONDUCCIÓN CONTINUA CON $\alpha_F = 71^\circ$ ($\beta = 180^\circ$)





CIRCUITO DE POTENCIA DEL CONVERTIDOR
AC/AC TRIFÁSICO
FIGURA 11 (A)

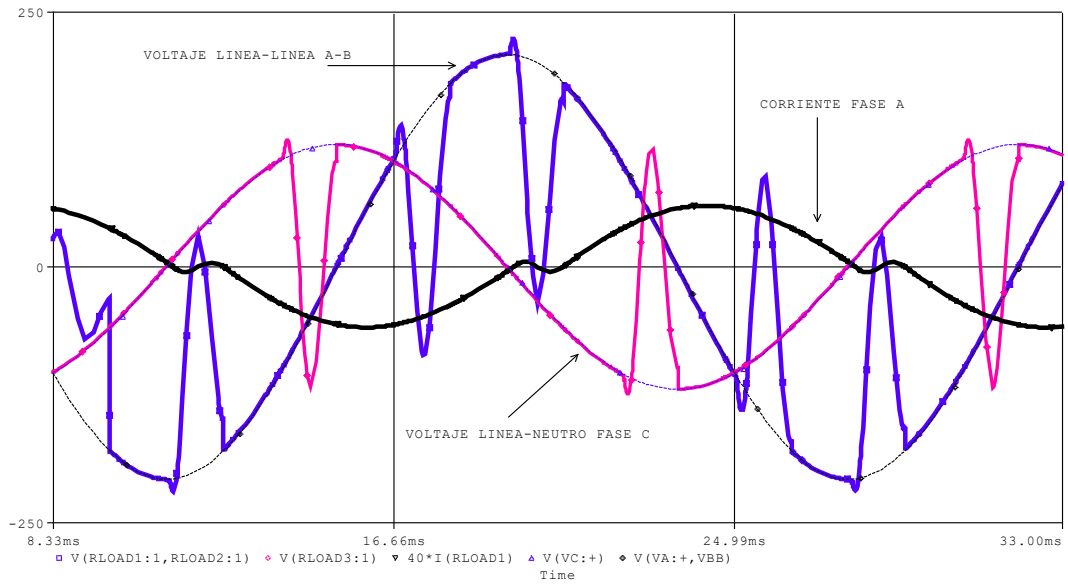


CONEXIONES DE CONTROL Y DISPARO DEL CONVERTIDOR
AC/AC TRIFÁSICO
FIGURA 11 (B)

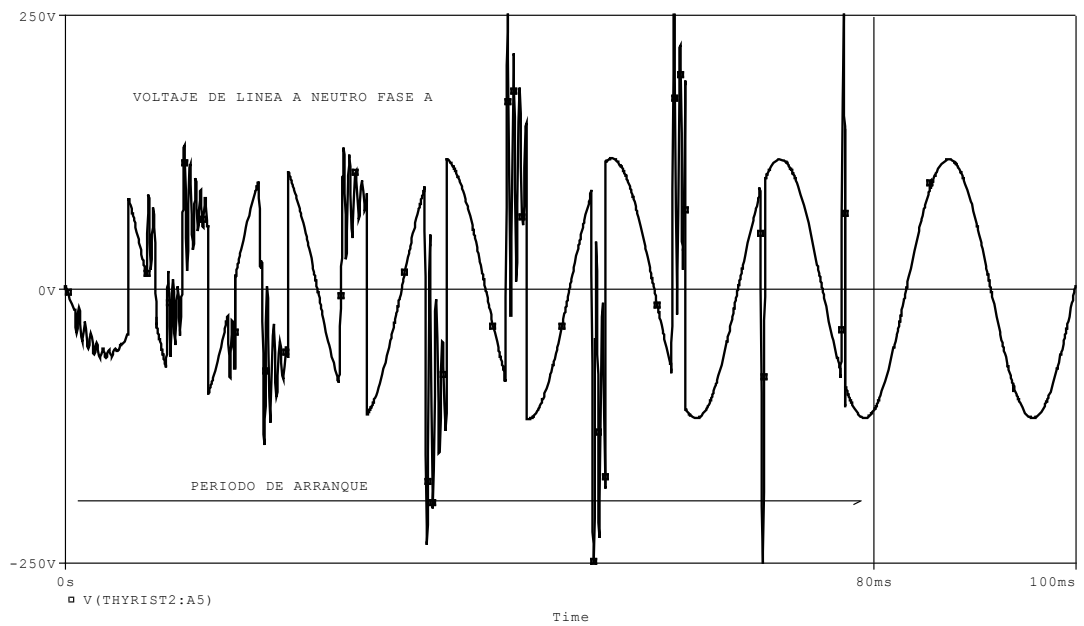
FIGURA 11 (C)

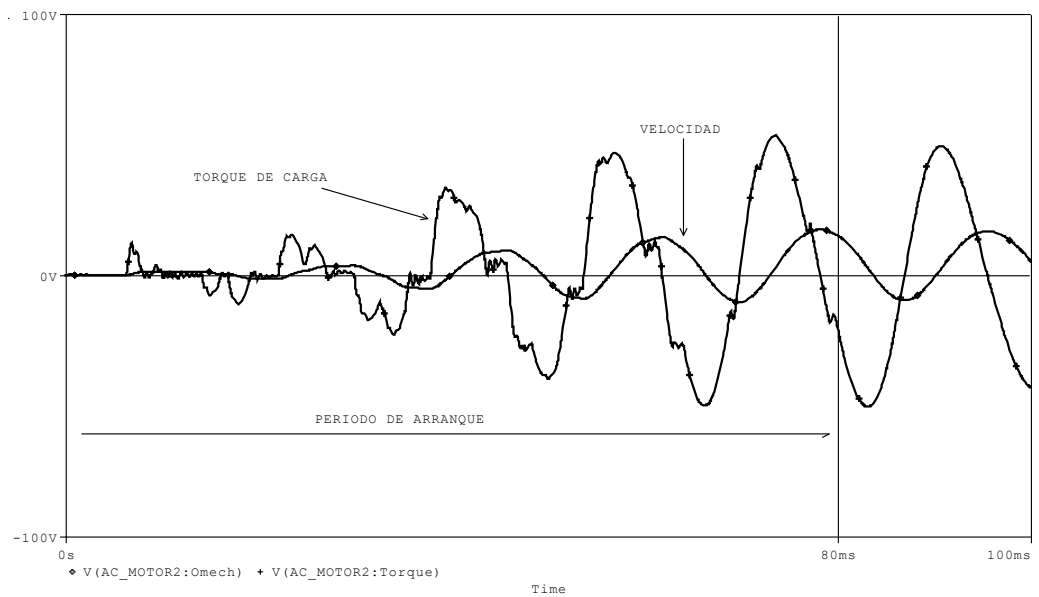
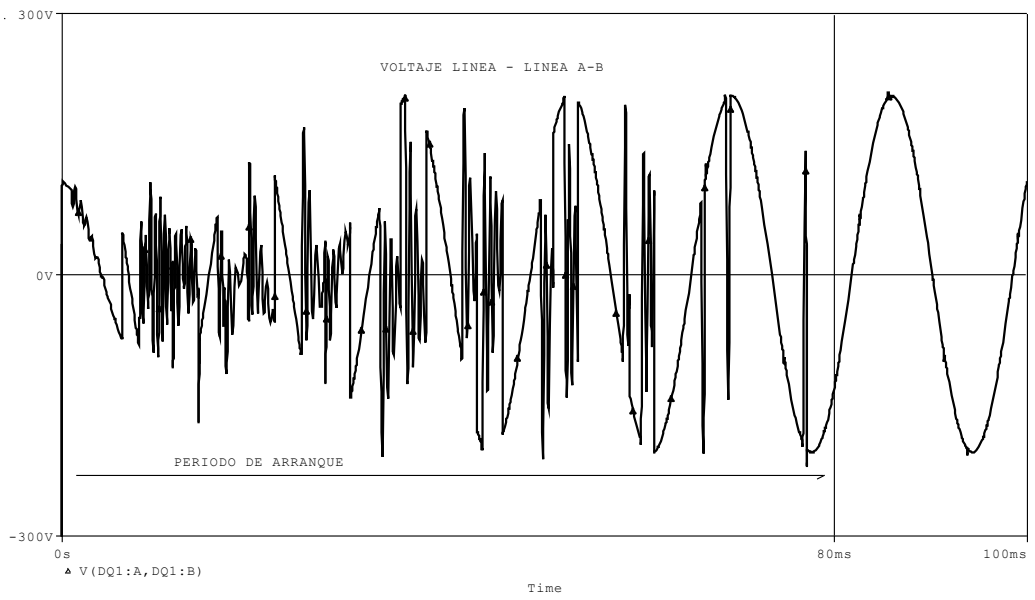
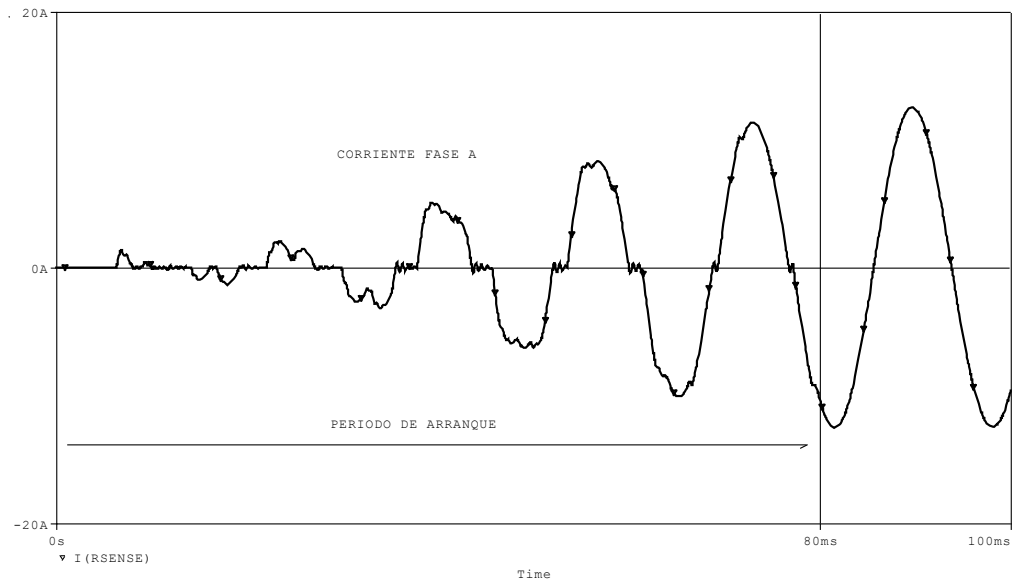
CONVERTIDOR AC/AC TRIFÁSICO

(i) CONDUCCIÓN DISCONTINUA CON $\alpha_F = 91^\circ$



(ii) ARRANCADOR MANUAL





DATOS DE CONTROLADOR PI DE VELOCIDAD

Controlador PI de velocidad para motor 41B MAWDLEYS

CORRIENTE (A)	VELOCIDAD (RPM)
2.6	2568
3	2562
3.5	2558
4	2551
4.56	2552
5.2	2514
5.7	2509
6.3	2509
6.6	2367

DATOS DE CONTROLADOR PI DE VOLTAJE DE ARMADURA

Controlador PI de voltaje de armadura para motor 41B MAWDLEYS

CORRIENTE (A)	VELOCIDAD (RPM)
2.67	2607
3	2555
3.52	2508
4.03	2448
4.54	2401
5.24	2320
5.76	2247
6.25	2166
6.7	1909

DATOS DE CONTROL A LAZO ABIERTO (CORRIENTE CONTINUA)

Funcionamiento del motor 41B MAWDLEYS a lazo abierto con corriente continua

CORRIENTE (A)	VELOCIDAD (RPM)
2.74	2621
3.22	2559
3.6	2483
4.07	2463
4.6	2410
5.1	2333
5.6	2288
6.08	2216
6.62	2150
7.2	2077

DATOS DE CONTROL A LAZO ABIERTO (CORRIENTE DISCONTINUA)

Funcionamiento del motor 41B MAWDLEYS a lazo abierto con corriente discontinua

CORRIENTE (A)	VELOCIDAD (RPM)
2.71	2649
3.07	2405
3.53	2140
4	1853
4.67	1605

Los resultados gráficos de estas tablas se muestran en el CAPÍTULO V.

CODIGOS GENERADORES DE CURVAS DE MATLAB UTILIZADAS EN EL CAPITULO III

```

%CURVA VELOCIDAD - TORQUE DE RECTIFICADOR MONOFASICO
%SIN DIODO DE PASO LIBRE, SIN REGENERACION
clear
clc
%DATOS PROPIOS DEL MOTOR Y ALIMENTACION AC
    La=0.055;      %Inductancia de armadura
    Ra=7.56;      %Resistencia de armadura
    V=270;        %Voltaje pico de alimentacion AC
    kfi=5;        %Constante de campo del motor
    n=500;        %Velocidad nominal
    Tn=15;        %Torque nominal
%IMPEDANCIA DEL MOTOR
    w=2*pi*60;
    zLa=w*La;
    Z=sqrt((zLa)^2 + ((Ra)^2));
%AMPLITUDES
    A=(sqrt(2)*V)/Z;
    B=kfi/Ra;
%VARIAS
    psi=atan(zLa/Ra);
    const1=exp((-pi)/tan(psi));
    M=(Ra/(kfi*kfi));
    nums=200;
    nums2=40;
%*****
%LIMITE DEL LUGAR GEOMETRICO DE LAS RAICES (alfa para Tn)
%El objetivo es encontrar el alfa minimo para el cual
%se tiene al motor operando a torque nominal
    for alfa=1:1:180
        alfa0=alfa*pi/180;
        vprom0=(2*sqrt(2)*V*cos(alfa0))/pi;
        Ia0=Tn/kfi;
        omega0=(vprom0-(Ra*Ia0))/kfi;
        c1=A*sin(alfa0+pi-psi);
        c2=B*omega0;
        c3=A*sin(alfa0-psi);
        LIM=c1-c2+((c2-c3)*const1);
        if LIM<0.05;
            alfaI=round(alfa0*180/pi);
            break;
        else;
            end;
    end;
%GRAFICA DEL LUGAR GEOMETRICO DE LAS RAICES
%Este lugar geometrico es aquel que delimita
%las zonas de operacion de corriente continua
%de las de corriente discontinua
    L=0;
    for alfa=alfaI:4:180
        alfarad=(alfa*pi)/180;
        numA=sin(alfarad-psi);
        numD=sin(alfarad+pi-psi);
        locusO=(A/B)*((numA*const1)-numD)/(const1-1);
        vproml=(2*sqrt(2)*V*cos(alfarad))/pi;
        Eal=kfi*locusO;
        iproml=(vproml-Eal)/Ra;
        locusT=kfi*iproml;
        if ((locusT~=0) & (locusO~=0))
            L=L+1;
            Tlocus(L)=locusT;
            Olocus(L)=locusO;
        else;
            end;
    end;
%CARACTERISTICA VELOCIDAD - TORQUE CONTINUA

```

```

        for g=1:nums2;
            C=((2*sqrt(2)*V)/(kfi*pi))*cos(alfarad);
            tcont=Tlocus(L)+((4*Tn)-Tlocus(L))*(g/nums2);
            Ocont(g)=(C-(M*tcont));
            Tcont(g)=tcont;
        end;
        plot(Tcont,Ocont)
        hold on
    end;
%*****
%CARACTERISTICAS VELOCIDAD - TORQUE DISCONTINUA
%CURVA DE CORRIENTE DISCONTINUA
for aph=alfaI:4:170
    alfarad=aph*pi/180;

    %CRUCE DE EJE DE VELOCIDAD PARA T=0
    if ((alfarad<=(pi/2)) & (alfarad>=0));
        omega(1)=(sqrt(2)*V)/kfi;
        torque(1)=0;
    else
        omega(1)=((sqrt(2)*V)*sin(alfarad))/kfi;
        torque(1)=0;
    end;
    %LIMITE INFERIOR DE VELOCIDAD
    numD=sin(alfarad+pi-psi);
    Ol=(A/B)*((sin(alfarad-psi))*const1)-numD/(const1-1);

    for b=2:nums;
        betarad=((b/nums)*pi)+alfarad;
        numA=sin(alfarad-psi);
        numB=exp((alfarad-betarad)/tan(psi));
        numC=sin(betarad-psi);

        omech=(A/B)*((numA*numB)-numC)/(numB-1);
        if ((omech>=Ol))
            omega(b)=omech;
            Ea=kfi*omega(b);
            vprom=(1/pi)*(Ea*(pi+alfarad-betarad)-
(sqrt(2)*V*(cos(betarad)-cos(alfarad))));
            iprom=(vprom-Ea)/Ra;
            torque(b)=kfi*iprom;
        else;
            break;
        end;
    end;
    end;
%GRAFICA DE CARACTERISTICA DISCONTINUA
plot(torque,omega)
axis([0 4*Tn -80 80])
title('VELOCIDAD vs TORQUE')
xlabel('TORQUE EN N·m')
ylabel('VELOCIDAD EN RPM/10')
text(22,5,'CORRIENTE')
text(22,-5,'DISCONTINUA')
text(45,35,'CORRIENTE')
text(45,25,'CONTINUA')
hold on

end;

%RECTA FRONTERA ALFA=180°
C=((2*sqrt(2)*V)/(kfi*pi))*cos(pi);
for t=1:1:4*Tn;
    Fomega(t)=(C-M*t);
    Ftorque(t)=t;
end;
plot(Tlocus,Olocus,'red',Ftorque,Fomega,'blue', Tn,-100:100,'red')
hold off

```



```

%CURVA VELOCIDAD - TORQUE DE RECTIFICADOR TRIFASICO
%SIN DIODO DE PASO LIBRE, SIN REGENERACION
clear
clc
%DATOS PROPIOS DEL MOTOR Y ALIMENTACION AC
    La=0.0024;          %Inductancia de armadura
    Ra=0.155;          %Resistencia de armadura
    V=270;             %Voltaje pico de alimentacion AC
    kfi=2.25;         %Constante de campo del motor
    n=1150;           %Velocidad nominal
    Tn=150;
%IMPEDANCIA DEL MOTOR
    w=2*pi*360;
    zLa=w*La;
    Z=sqrt((zLa)^2 + ((Ra)^2));
%AMPLITUDES
    A=(sqrt(2)*V)/Z;
    B=kfi/Ra;
%VARIAS
    psi=atan(zLa/Ra);
    const1=exp((-2*pi/3)/tan(psi));
    M=(Ra/(kfi*kfi));
    VAR1=200;
    VAR2=200;
%*****
%GRAFICA DEL LUGAR GEOMETRICO DE LAS RAICES
%Este lugar geometrico es aquel que delimita
%las zonas de operacion de corriente continua
%de las de corriente discontinua
    L=0;
    for alfa=1:1:180
        alfarad=((alfa*pi)/180)+(pi/6);
        betarad=alfarad+(2*pi/3);
        numA=sin(alfarad-psi);
        numD=sin(betarad-psi);
        locusO=(A/B)*((numA*const1)-numD)/(const1-1);
        vproml=(3*sqrt(2)*V*cos(alfarad))/pi;
        Eal=kfi*locusO;
        iproml=(vproml-Eal)/Ra;
        locusT=kfi*iproml;
        if (locusT<=0)
            L=L+1;
            Tlocus(L)=-locusT*0.01;
            Olocus(L)=locusO;
        else;
            end;
    end;
plot(Tlocus,Olocus,'red')
hold on
%CARACTERISTICA VELOCIDAD - TORQUE CONTINUA
for L=1:10:180
    for g=1:VAR2;
        alfarad=(L*pi/180);
        C=((3*sqrt(3)*V/sqrt(2))/(kfi*pi))*cos(alfarad);
        tcont=Tlocus(L)+((1.5*Tn)-Tlocus(L))*(g/VAR2);
        Ocont(g)=(C-(M*tcont));
        Tcont(g)=tcont;
    end;
    plot(Tcont,Ocont)
    axis([0 1.5*Tn -150 150])
    hold on
end;
%*****
%CARACTERISTICAS VELOCIDAD - TORQUE DISCONTINUA
%CURVA DE CORRIENTE DISCONTINUA
for aph=0:10:180
    alfarad=(aph*pi/180)+(pi/6);

```

```

%CRUCE DE EJE DE VELOCIDAD PARA T=0
if ((alfarad<=(pi/3)) & (alfarad<=0));
    omega(1)=(sqrt(2)*V)/(kfi);
    torque(1)=0;
else
    omega(1)=((sqrt(2)*V)*sin(alfarad+(pi/3)))/(kfi);
    torque(1)=0;
end;
%LIMITE INFERIOR DE VELOCIDAD
numD=sin(alfarad+pi-psi);
O1=(A/B)*((sin(alfarad-psi))*const1)-numD/(const1-1);

for b=2:VAR2;
    betarad=((b/VAR2)*(2*pi/3))+alfarad;
    numA=sin(alfarad-psi);
    numB=exp((alfarad-betarad)/tan(psi));
    numC=sin(betarad-psi);

    omech=(A/B)*((numA*numB)-numC)/(numB-1);
    if (omech>=O1)
        omega(b)=omech;
        Ea=kfi*omega(b);
        vprom=(1/pi)*(Ea*(pi+alfarad-betarad)-
(sqrt(2)*V*(cos(betarad)-cos(alfarad))));
        iprom=(vprom-Ea)/Ra;
        torque(b)=kfi*iprom/1.3;
    else;
        break;
    end;
end;
%GRAFICA DE CARACTERISTICA DISCONTINUA
plot(torque,omega)
title('VELOCIDAD vs TORQUE')
xlabel('TORQUE EN N·m')
ylabel('VELOCIDAD EN RPM/10')
text(10,5,'CORRIENTE')
text(10,-5,'DISCONTINUA')
text(45,35,'CORRIENTE')
text(45,25,'CONTINUA')
hold on

end;
%Grafica del torque nominal
plot(Tn,-150:150,'red')

```

BIBLIOGRAFÍA

[1] Wolfgang Müller y otros, ELECTROTECNIA DE POTENCIA Curso Superior, Editorial Reverté S.A., Barcelona, 1984, Edición Especial GTZ, Capítulo 7: Mando y Regulación

[2] Muhammad H. Rashid, POWER ELECTRONICS HANDBOOK, Academic Press, San Diego CA, 2001, Capítulos 1, 11, 12, 16, 27 y 34.

[3] Muhammad H. Rashid, ELECTRONICA DE POTENCIA Circuitos, dispositivos y aplicaciones, Pearson Education, México, 2004, Capítulos 3, 10, 11 y Apéndice C y E.

[4] S. B. Dewan y A. Straughen, POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS, John Wiley & Sons, Toronto, 1975, Capítulos 3 y 5.

[5] S. B. Dewan, G. R. Slemon y A. Straughen, POWER SEMICONDUCTOR DRIVES, John Wiley & Sons, Toronto, 1984, Capítulos 2, 3, 4 y Apéndice A

[6] Friedrich Fröhr, ELECTRONIC CONTROL ENGINEERING MADE EASY An introduction for beginners, Siemens Aktiengesellschaft, München, 1985.

[7] Gottfried Möltgen, CONVERTIDORES ESTÁTICOS Introducción a su teoría y funcionamiento, Marcombo Boixareu Editores & Siemens Aktiengesellschaft, Berlín, 1986.

[8] Stephen J. Chapman, MAQUINAS ELECTRICAS, Tercera edición, Mc Graw Hill, Colombia, 2000, Capítulos 3, 8 y 9.

[9] Thaler y Wileox, MAQUINAS ELECTRICAS Estudio dinámico y permanente, Limusa y John Wiley & Sons, Canada, 1966, Capítulos 4 y 5.

[10] Universitat de València, INTRODUCCION A LA ELECTRONICA DE POTENCIA Tema 5: Efectos de los rectificadores sobre la red de alimentación, València, España, Curso de Julio del 2006.

[11] Mawdleys LTD, EDUCATIONAL THYRISTOR DRIVE EQUIPMENT TYPE SDE 1 MANUAL, Gloucestershire Dursley, Inglaterra, Julio de 1978.

[12] CEAC, Manual del Rectificador Controlado de Silicio, Barcelona, 4ta Edición, 1991.

[13] Robert Boylestad y Louis Nashelsky, ELECTRONICA: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos, Pearson Education, Octava Edición, México, 2003, Capítulos 13 y 20.

[14] P. C. Sen, Thyristor DC Drives, Wiley Interscience Publication, Ontario Canadá, 1981.

[15] John D. Mc Donald, ELECTRIC POWER SUBSTATION ENGINEERING, CRC Press, USA, 2001, Capítulo 5.

[16] Juan Dixon Ph.D, THREE-PHASE CONTROLLED RECTIFIERS, Pontificia Universidad Católica de Chile, Santiago de Chile, 1992.

[17] CIB ESPOL, Alberto Larco, Tesis de grado: Diseño y construcción de una fuente de corriente a tiristores controlada digitalmente y su aplicación al control de torque de un motor DC, Guayaquil, 1982.

[18] CIB ESPOL, Roberto Dillón, Tesis de grado: Diseño y construcción de un equipo didáctico para el análisis experimental de convertidores AC/DC y sistemas de control de velocidad para motores de corriente continua, Guayaquil, 1993.