



**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
SEDE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE INGENIERÍAS

**CARRERA:
INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SISTEMAS INDUSTRIALES**

**TÉSIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO:
INGENIERÍA ELECTRÓNICA
EN SISTEMAS INDUSTRIALES**

**TEMA:
DESARROLLO DE UN MÓDULO DE
ENTRENAMIENTO, BASADO EN CIRCUITOS Y
ELEMENTOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA.**

**AUTOR:
HENRY ESPINOZA GUERRERO**

**DIRECTOR:
Ing. LUIS NEIRA.**

GUAYAQUIL, 05 DE JULIO DEL 2010.

Los conceptos desarrollados, análisis realizados y conclusiones del presente trabajo, son de exclusiva responsabilidad del autor.

Guayaquil, 29 de junio del 2010

(f) _____

HENRY ESPINOZA GUERRERO.

DEDICATORIAS Y AGRADECIMIENTO

“Dedico este proyecto y toda mi carrera universitaria a Dios por ser quien ha estado a mi lado en todo momento y en todo lugar dándome las fuerzas necesarias para continuar luchando día tras día y seguir rompiendo todas las barreras que se presenten.

Le agradezco a mamá y a papá ya que gracias a ellos soy quien soy hoy en día, fueron los que me dieron ese cariño y calor humano necesario, son los que han velado por mi salud, estudios, educación, entre muchos otros.

También agradezco a mis amigos más cercanos, a esos amigos que siempre me han acompañado y con los cuales he contado desde que los conocí, agradezco a todos medios e instancias que he vivido y conocido por todos los medios de información, agradezco a todos los profesores que me han apoyado y todos aquellos a quien no menciono por lo extenso del relato resultante.

A todos, por todo y sobre todo.....gracias totales"

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO # 1: CONTENIDO GENERAL

1.1.-Tema.....	15
1.2.- Planteamiento del problema.....	15
1.3.- Delimitaciones.....	15
1.4.- Objetivos.....	16
1.5.- Marco Teórico.....	18
1.5.1.- Introducción a la electrónica de Potencia.....	18
1.5.2.- Aplicaciones en la Industria.....	19
1.5.3.-Tiristores.....	21
1.5.4.- Tipos de Tiristores.....	22
1.5.5.- Dispositivos semiconductores.....	22
1.5.6.- El diodo rectificador en sistemas de potencia.....	23
1.5.7.- Rectificación Monofásica no Controlada.....	25
1.5.8.- Rectificación de Media Onda.....	25
1.5.9.- Rectificación de Onda Completa.....	27
1.5.10.- Rectificador de Puentes de Diodos.....	31
1.5.11.- Forma de Onda de un Rectificador Monofásico.....	35
1.5.12.- Rectificador Monofásico con Carga Motor.....	36
1.5.13.- Análisis de Rectificadores Trifásicos.....	37
1.5.14.- Fuentes de alimentación.....	38
1.5.15.- Especificación.....	39
1.5.16.- Clasificación.....	39
1.5.17.- Comparativa.....	40
1.5.18.- SCR.....	43
1.5.19.- Operación.....	46
1.5.20.- Modelo.....	46

1.5.21.- Activación.....	47
1.5.22.- Mecanismo de disparo.....	49
1.5.23.- Funcionamiento.....	51
1.5.24.- Aplicación.....	54
1.5.25.- Conmutación.....	54
1.5.26.- Componentes.....	56
1.5.27.- DIAC.....	57
1.5.28.- TRIAC.....	58
1.5.29.- Descripción.....	58
1.5.30.- Símbolo.....	59
1.5.31.- Mecanismo de disparo	61
1.5.32.- Formas de onda.....	64
1.5.33.- Disipadores.....	66
1.5.34.- Circuitos multiplicadores.....	68
1.5.35.- Aplicaciones	68
1.5.36.- Usos	70
1.5.37.- Doblador de tensión	71
1.5.38.- Doblador de tensión onda completa.....	73
1.5.39.- Triplicador.....	76
1.5.40.- Cuadruplicador.....	77

CAPÍTULO # 2: ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE CONTROL DE FASE

2.1.- Circuito # 1.....	79
2.2.- Circuito # 2	80
2.3.- Circuito # 3.....	81
2.4.- Circuito # 4.....	82
2.5.- Circuito # 5.....	83
2.6.- Circuito # 6.....	84

2.7.- Circuito # 7.....	85
2.8.- Circuito # 8.....	86
2.9.- Circuito # 9.....	87
2.10.- Circuito # 10.....	88
2.11.- Rectificador controlado.....	90
2.12.- Disparo del SCR.....	92
2.13.- SCR en DC.....	92
2.14.- Disparo de TRIAC.....	96
2.15.- Cálculos.....	98
2.16.- Resultados.....	100
2.17.- Formas de onda.....	101
2.18.- Triac disparado por Diac.....	103
2.19.- Triac con red Snnuber.....	104
2.20.- Conmutador complementario.....	105
2.21.- Conmutador con 2 SCR.....	109
2.22.- Variac de estado sólido.....	110
CAPÍTULO # 3: INVERSOR CON TECNOLOGÍA PWM	
3.1.- Variador de frecuencia.....	112
3.2.- Principio.....	112
3.3.- Funcionamiento.....	113
3.4.- Descripción.....	113
3.5.- Controlador.....	114
3.6.- Análisis.....	115
3.7.- Voltaje/ Frecuencia.....	115
3.8.- Funcionamiento del inversor.....	116
3.9.- Arquitectura.....	119
3.10.- Voltios por Hertz.....	122

3.11.- Velocidad vs Torque.....	123
3.12.- Fuente de voltaje.....	124
3.13.- Mainboard.....	125
3.14.- Generación PWM.....	126
3.15.- Modulación senoidal.....	129
3.16.- Analogía.....	130
3.17.- Comparador de ventana.....	131
3.18.- Generador triangular.....	132
3.19.- Generador seno triangular.....	133
3.20.- Generador de zona muerta.....	134
3.21.- Conmutación Darlington.....	135
3.22. - Generación PWM.....	137
3.23. - Base Drive Board.....	138
3.24.- Encapsulados.....	139
3.25.- Transformadores para base drive boards.....	140
3.26.- Transistores pack.....	141
3.27.- Esquemáticos del pack.....	144
3.28.- BJT.....	145
3.29.- Detalles.....	148
3.30.- Diodo anti saturación.....	149
3.31.- BJT como interruptor.....	153
3.32.- Motores de inducción.....	155
3.33.- Control tensión/frecuencia.....	161
3.34.- Características.....	163
3.35.- Selección.....	163
3.36.- Rango de velocidad.....	164
3.37.- Rango extendido.....	164

3.38.- Ecuaciones asociadas.....	165
3.39.- Panel operador.....	166
3.40.- Modo monitoreo.....	171
3.41.- Rutinas de programación.....	172
3.42.- Cambiando valores.....	172
3.43.- Defecto de fábrica.....	173
3.44.- Árbol de programación.....	173
3.45.- Regreso a parámetros de fábrica.....	189
3.46.- Reseteando temporizador.....	190
3.47.- Interpretación de histórico.....	190
3.48.- Operación a 120Hz.....	194
3.49.- Dipswitch.....	194

CAPÍTULO # 4: DESCRIPCIÓN DE PRÁCTICAS Y PERIFÉRICOS

4.1.- Mesa de cargas monofásicas.....	196
4.2.- Control de fase Diodo/SCR.....	199
4.3.- Control de fase TRIAC/RC.....	180
4.4.- Control de fase DIAC/TRIAC.....	181
4.5.- Rectificación trifásica no controlada.....	182
4.6.- Cuadruplicador de voltaje.....	203
4.7.- Control básico con SCR.....	204
4.8.- Dimmer.....	205
4.9.- Control complementario con SCR.....	206
4.10.- Rectificación no controlada.....	207
4.11.- Conmutador complementario.....	208
4.12.- Botones del equipo.....	209
4.13.- Osciloscopio.....	210
4.14.- Detalles constructivos.....	211

ÍNDICE DE FIGURAS.

Gráfica 1	Relación frecuencia / potencia	18
Gráfica 2	Capacidad vs tendencia	20
Gráfica 3	Circuito rectificador de media onda	25
Gráfica 4	Formas de ondas	26
Gráfica 5	Rectificador de onda completa	28
Gráfica 6	Comparativa de formas de onda	28
Gráfica 7	Comparativa de formas de onda	29
Gráfica 8	Seguimiento de la senoide	30
Gráfica 9	Rectificador en puente	31
Gráfica 10	Trayectoria de corriente semiciclo positivo	32
Gráfica 11	Trayectoria de corriente semiciclo negativo	33
Gráfica 12	Formas de onda de salida de rectificador	33
Gráfica 13	Diagrama de forma de onda	35
Gráfica 14	Circuitos básicos en tiristores	36
Gráfica 15	Rectificador trifásico	37
Gráfica 16	Circuitos básicos en tiristores	44
Gráfica 17	Tiristores	45
Gráfica 18	Configuración del SCR	46
Gráfica 19	Modelado del SCR	47
Gráfica 20	Fenómeno DV/DT	48
Gráfica 21	Curva característica del SCR	50
Gráfica 22	Funcionamiento del SCR	51
Gráfica 23	Curva V/I	52
Gráfica 24	Curva V/I TRIAC	53
Gráfica 25	Partes de onda	55
Gráfica 26	Símbolo y estructura del DIAC	57
Gráfica 27	Curva V/I DIAC	58
Gráfica 28	Esquemático y constructivo del Triac	59
Gráfica 29	Curva del Triac	60
Gráfica 30	Definición de cuadrantes	61

Gráfica 31	Definición de cuadrantes	63
Gráfica 32	Partes de la senoide	64
Gráfica 33	Disparo y control de fase	65
Gráfica 34	Analogía de la ley de OHM	65
Gráfica 35	Algunos modelos de Triacs	65
Gráfica 36	Diodos y condensadores	68
Gráfica 37	Multiplicadores de voltaje	69
Gráfica 38	Simplificación de modelo	70
Gráfica 39	Multiplicador con transformador	70
Gráfica 40	Doblador de tensión	71
Gráfica 41	Artificio de análisis	72
Gráfica 42	Artificio de análisis	73
Gráfica 43	Artificio de análisis	73
Gráfica 44	Artificio de análisis	74
Gráfica 45	Artificio de análisis	74
Gráfica 46	Artificio de análisis	75
Gráfica 47	Triplicador de voltaje	75
Gráfica 48	Artificio de análisis	76
Gráfica 49	Cuadriplicador de voltaje	77
Gráfica 50	Control de fase diodo SCR	79
Gráfica 51	Control de fase RC/TRIAC	80
Gráfica 52	Control de fase RC/TRIAC	81
Gráfica 53	Rectificación trifásica no controlada	82
Gráfica 54	Cuadriplicador de voltaje	83
Gráfica 55	Control básico con SCR	84
Gráfica 56	Dimmer reemplazando Variac	85
Gráfica 57	Control complementario	86
Gráfica 58	Rectificación monofásica	87
Gráfica 60	Conmutador complementario	88
Gráfica 61	Rectificador de onda completa	89
Gráfica 62	Simulación	93

Gráfica 63	Formas de ondas	95
Gráfica 64	Control tiristorizado	97
Gráfica 65	Control TRIAC	99
Gráfica 66	Control de fase de onda completa	100
Gráfica 67	Formas de onda	101
Gráfica 68	Simulación de control de fase en software	103
Gráfica 69	Control de fase con red Snnuber	104
Gráfica 70	Simulación de control complementario	105
Gráfica 71	Simplificación del circuito	105
Gráfica 72	Artificio de análisis	107
Gráfica 73	Simulación de control complementario	109
Gráfica 74	Característica de torque / velocidad	116
Gráfica 75	Principio de generación	116
Gráfica 76	Aproximación ideal de salida	117
Gráfica 77	Diagrama de tiempo	118
Gráfica 78	Síntesis de generación PWM	118
Gráfica 79	Esquema general del Accutrol	119
Gráfica 80	Generación electrónica	120
Gráfica 81	Salida del generador PWM	120
Gráfica 82	Salida del generador PWM	121
Gráfica 83	Diagrama en bloques	121
Gráfica 84	Curva correlacional	123
Gráfica 85	Foto a tarjeta fuente de voltaje	124
Gráfica 86	Foto de mainboard	125
Gráfica 87	Circuito de generación de senoides	126
Gráfica 88	Circuito electrónico con OPAM	128
Gráfica 89	Formas de onda de modulación	129
Gráfica 90	Circuito electrónico con OPAM	130
Gráfica 91	Forma de salida del comparador	131
Gráfica 92	Circuito para generación de onda triangular	132
Gráfica 93	Salida del generador	133

Gráfica 94	Salida del generador	134
Gráfica 95	Circuito de conmutación electrónica	135
Gráfica 96	Circuito para generación PWM	137
Gráfica 97	Foto de base drive boards	138
Gráfica 98	Diversos encapsulados	139
Gráfica 99	Fotos de transformadores	140
Gráfica 100	Packs Darlington	141
Gráfica 101	Diagramas esquemáticos de los packs	142
Gráfica 102	Hoja de datos de packs	143
Gráfica 103	Fotos de la sección de conmutación	143
Gráfica 104	Información técnica de packs	144
Gráfica 105	Tiempos de reacción de BJT	147
Gráfica 106	Diagramas, curvas de BJT	147
Gráfica 107	Formas de ondas de BJT	149
Gráfica 108	Sentidos de circulación de corriente	150
Gráfica 109	Esquemático de uso de diodo	151
Gráfica 110	Esquemático de otro circuito	151
Gráfica 111	Base drive Boards	152
Gráfica 112	Módulos transistorizados	153
Gráfica 113	Región y gráfica de SOA	154
Gráfica 114	Comportamiento de máquina de inducción	158
Gráfica 115	Lazo de control de variador	159
Gráfica 116	Curvas del torque	160
Gráfica 117	Formas de onda de voltaje y corriente	161
Gráfica 118	Comparativa de rendimiento	162
Gráfica 119	Relación entre torque y frecuencia	164
Gráfica 120	Relación frecuencia voltaje	165
Gráfica 121	Foto de panel operador de Accutrol	166
Gráfica 122	Focos de 100w	196
Gráfica 123	Focos de 40w	196
Gráfica 124	Resistencias alambradas	196

Gráfica 125	Mesa de cargas	197
Gráfica 126	Configuración de resistencias	198
Gráfica 127	Foto de circuito en panel mímico	199
Gráfica 128	Foto de circuito en panel mímico	200
Gráfica 129	Foto de circuito en panel mímico	201
Gráfica 130	Foto de circuito en panel mímico	202
Gráfica 131	Foto de circuito en panel mímico	203
Gráfica 132	Foto de circuito en panel mímico	204
Gráfica 133	Foto de circuito en panel mímico	205
Gráfica 134	Foto de circuito en panel mímico	206
Gráfica 135	Foto de circuito en panel mímico	207
Gráfica 136	Foto de circuito en panel mímico	208
Gráfica 137	Foto de botoneras	209
Gráfica 138	Foto de osciloscopio	210
Gráfica 139	Fotos del módulo en diferentes vistas	211
Gráfica 140	Fotos del interior del módulo	212
Gráfica 141	Foto frontal del panel mímico	213
Gráfica 142	Fotos laterales del módulo	214
Gráfica 143	Hoja de datos del Multilin	217
Gráfica 144	Detalle de terminales	217
Gráfica 145	Indicadores y teclas de navegación	218
Gráfica 146	Ingreso de parámetros al equipo	218
Gráfica 147	Parametrización	219
Gráfica 148	Diagrama sugerido por GE	220

ÍNDICE DE ANEXOS

Conclusiones y recomendaciones	215
Anexo # 1	216
Prácticas propuestas	216
Hoja de datos de Multilin	220
Anexo # 2	217
Diagramas eléctricos	221
Bibliografía	222

CAPÍTULO # 1
CONTENIDO GENERAL
DE LA TESIS.

- ✓ **TEMA**
- ✓ **PLANTEAMIENTO**
- ✓ **DELIMITACIÓN**
- ✓ **OBJETIVOS**
- ✓ **JUSTIFICACIÓN**

1.1 TEMA:

Desarrollo de un módulo de entrenamiento, basado en circuitos y elementos de electrónica de potencia.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA:

Durante años la Universidad Politécnica Salesiana, ha impartido conocimientos sobre el campo industrial, orientando cada vez más a sus estudiantes al campo real de aplicación pero con claros conocimientos teóricos.

En los estudios teóricos impartidos en la universidad, respecto al campo de aplicación se han desarrollado decenas de elementos, circuitos aplicados, semiconductores de alta velocidad, tiristores de alto poder de conmutación, reguladores digitalizados, sistemas de gestión de control para hacer más flexible y confiable la transformación de potencia en las más variadas aplicaciones.

Creemos idónea a la complementación de clases teóricas, la demostración de control industrial, por ejemplo son de altos niveles de abstracción en cuanto a ecuaciones diferenciales, transformadas de Laplace, aproximaciones a modelos ideales, trabajo con curvas características, etc.

1.3 DELIMITACIONES:

El presente trabajo consiste en la concepción, desarrollo, e implementación de un módulo de entrenamiento de electrónica de potencia dentro de los tiempos estimados, de acuerdo a parámetros técnicos de ingeniería.

Además en lo concerniente al aporte académico que contribuye este tipo de ensayos recreando lazos de control para cargas como motores, resistencias, y cargas balanceadas en general, es de importancia sobresaliente.

Todo esto enfatizando el valor agregado de tiene la adición de experimentación de los principios teóricos ideales y aproximaciones numéricas inmersas dentro del campo del control electrónico de potencia con semiconductores.

1.4 OBJETIVOS:

OBJETIVOS GENERALES

- ✚ Realizar la investigación, diseño y elaboración de prácticas orientadas al campo de la electrónica industrial.
- ✚ Estudiar dispositivos semiconductores más empleados en Electrónica de Potencia y el análisis de sus condiciones de funcionamiento.
- ✚ Diseñar y construir un módulo didáctico, destinado a explicar el comportamiento real de circuitos conmutados para aplicaciones industriales.
- ✚ Orientar al estudiante para la familiarización del campo de aplicación de la electrónica de potencia.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- ✚ Analizar los principales tipos de topologías de convertidores conmutados de potencia, principios de funcionamiento y campos de aplicación.
- ✚ Conocer el funcionamiento y características de los componentes electrónicos y electromagnéticos específicamente utilizados en sistemas de potencia.
- ✚ Mostrar aplicaciones reales de electrónica de potencia industrial, para el desarrollo del estudiante.
- ✚ Realizar el control de motores eléctricos. La utilización de convertidores electrónicos permite controlar parámetros tales como el torque, velocidad y frecuencia suministrados a un motor.
- ✚ Culminar con éxito el módulo de entrenamiento, el cual estará relacionado con prácticas específicas para poder complementar la materia electrónica de potencia.

1.5 MARCO TEÓRICO:

1.5.1.-INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

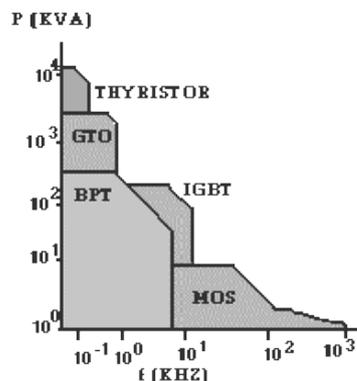
Dentro de los dispositivos electrónicos de potencia, podemos citar: los diodos, transistores de potencia, el tiristor, así como otros derivados de éstos, tales como los TRIACS, DIACS, conmutador unilateral o SUS, transistores de alta conmutación, etc. Existen tiristores de características especiales como los fototiristores, los tiristores de doble puerta y el tiristor bloqueable por puerta (GTO).

Lo más importante a considerar de estos dispositivos, es la curva característica que nos relaciona la intensidad que los atraviesa con la caída de tensión entre los electrodos principales.

El componente básico del circuito de potencia debe cumplir los siguientes requisitos:

- Tener dos estados claramente definidos, uno de alta impedancia (bloqueo) y otro de baja impedancia (conducción).
- Poder controlar el paso de un estado a otro con facilidad y pequeña potencia.
- Ser capaces de soportar grandes intensidades y altas tensiones cuando está en estado de bloqueo, con pequeñas caídas de tensión entre sus electrodos, cuando está en estado de conducción. Ambas condiciones lo capacitan para controlar grandes potencias.
- Rapidez de funcionamiento para pasar de un estado a otro.

El último requisito se traduce en que a mayor frecuencia de funcionamiento habrá una mayor disipación de potencia. Por tanto, la potencia disipada depende de la frecuencia.



Gráfica 1: relación frecuencia / potencia.

Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Electrónica_de_potencia

Ahora veremos los bloques básicos de semiconductores de potencia y sus aplicaciones fundamentales:

Dispositivo	Intensidad máxima
Rectificadores estándar o rápidos	50 a 4800 Amperios
Transistores de potencia	5 a 400 Amperios
Tiristores estándar o rápidos	40 a 2300 Amperios
GTO	300 a 3000 Amperios

Tabla 1

Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Electrónica_de_potencia

1.5.2.- APLICACIONES EN LA INDUSTRIA.

- Control de motores asíncronos.
- Inversores.
- Accionamiento de grandes máquinas.
- Rectificadores.
- Tracción eléctrica: inversores y convertidores.

Módulos de potencia

Dispositivo	Intensidad máxima
Módulos de transistores	5 a 600 A. 1600 V.
SCR / módulos rectificadores	20 a 300 A. 2400 V.
Módulos GTO	100 a 200 A. 1200 V.
IGBT	50 a 300A. 1400V.

Tabla 2

Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Electrónica_de_potencia

Aplicaciones:

- Soldadura de arco.
- Sistema de alimentación ininterrumpida (UPS).
- Control de motores.
- Tracción eléctrica.

Semiconductores de baja potencia

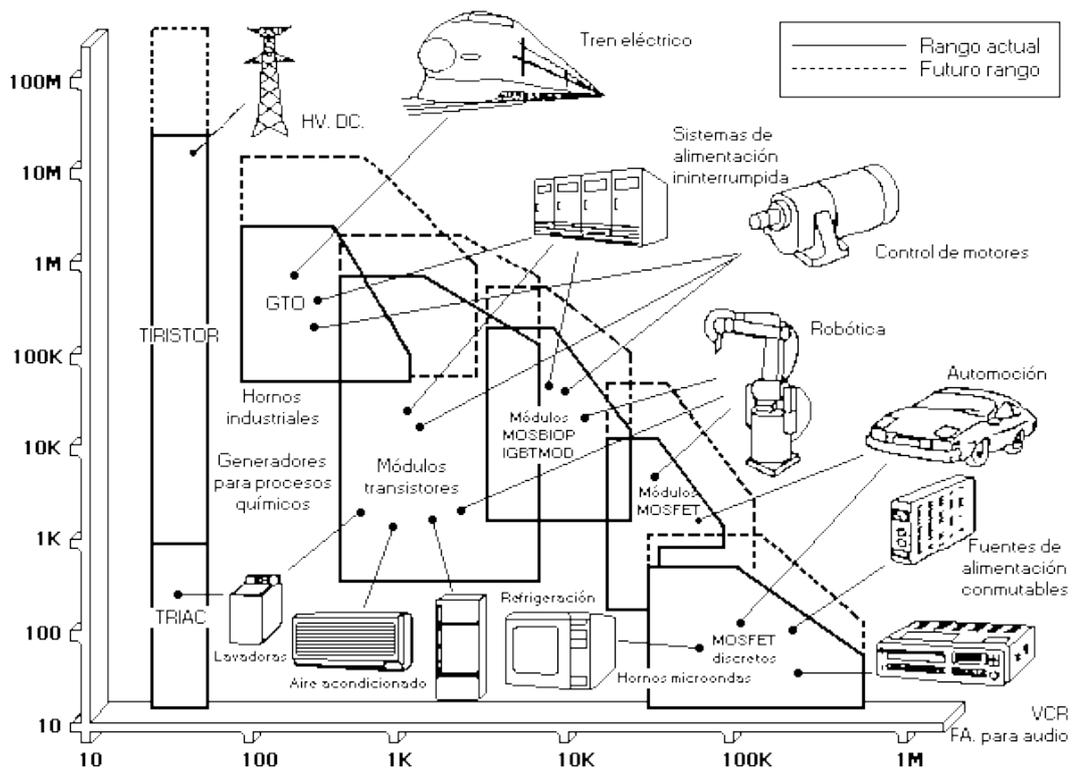
Dispositivo	Intensidad máxima
SCR	0'8 a 40 A. 1200 V.
TRIAC	0'8 a 40 A. 800 V
MOSFET	2 a 40 A. 900 V.

Tabla 3

Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Electrónica_de_potencia

Aplicaciones:

- Control de motores.
- Aplicaciones domésticas.
- Cargadores de baterías.
- Control de iluminación.
- Control numérico.



Gráfica 2: capacidades vs tendencia

Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Electrónica_de_potencia

1.5.3.- TIRISTORES.

Un tiristor es uno de los tipos más importantes de dispositivos semiconductores de potencia. Los tiristores se utilizan en forma extensa en los circuitos electrónicos de potencia.

Se operan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor. Para muchas aplicaciones se puede suponer que los tiristores son interruptores o conmutadores ideales, aunque los tiristores prácticos exhiben ciertas características y limitaciones.¹

La electrónica de potencia ha alcanzado un lugar importante en la tecnología moderna y se utiliza ahora en una gran diversidad de productos de potencia, que incluyen controles de calor, controles de iluminación, controles de motor, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y sistemas de corriente directa de un alto voltaje (HVDC por sus siglas en inglés).²

Resulta difícil trazar los límites de las aplicaciones de la electrónica de potencia; en especial con las tendencias actuales en el desarrollo de los dispositivos de potencia y los microprocesadores, el límite superior esta aun indefinido.

¹ Tomado de: <http://www.nichese.com/variador.html>

² Término usado en el ámbito industrial, tomado de wikipedia.com.

1.5.4.- TIPO DE TIRISTORES.

Dependiendo de la construcción física y del comportamiento de activación y desactivación, en general los tiristores pueden clasificarse en ocho categorías:

1. Tiristores de control de fase o de conmutación rápida (SCR).
2. Tiristores de desactivación por compuerta (GTO).
3. Tiristores de trío bidireccional (TRIAC).
4. Tiristores de conducción inversa (RTC).
5. Tiristores de inducción estática (SITH).
6. Rectificadores controlados por silicio activados por luz (LASCR).
7. Tiristores controlados por FET (FET-CTH).
8. Tiristores controlados por MOS (MCT).

1.5.5.- DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

Desde que se desarrolló el primer tiristor rectificador controlado de silicio (SCR), a fines de 1957, ha habido grandes adelantos en los dispositivos semiconductores de potencia. Hasta 1970, los tiristores convencionales se habían utilizado en forma exclusiva para el control de la energía en aplicaciones industriales. A partir de 1970, se desarrollaron varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia que quedaron disponibles en forma comercial. Éstos se pueden dividir en cinco tipos principales: (1) diodos de potencia, (2) tiristores, (3) transistores bipolares de juntura de potencia (BJT), (4) MOSFET de potencia, y (5) transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y transistores de inducción estáticos (SIT). Los tiristores se pueden subdividir en ocho tipos: (a) tiristor de conmutación forzada, (b) tiristor conmutado por línea, (c) tiristor desactivado por compuerta (GTO), (d) tiristor de conducción inversa (RCT), (e) tiristor de inducción estático (SITH), (f) tiristor desactivado con asistencia de compuerta (GATT), (g) rectificador controlado de silicio foto activado (LASCR), y (h) tiristores controlados por MOS (MCT).

Los RCT y los GATT se utilizan en gran medida para la interrupción de alta velocidad, en especial en aplicaciones de tracción. Un RCT se puede considerar como un tiristor que incluye un diodo inverso en paralelo. Los RCT están disponibles hasta 2500 V, 1000 (y 400 A de conducción inversa) con un tiempo de interrupción

de 40 μ s. Los GATT están disponibles hasta 1200 V, 400 A con una velocidad de interrupción de 8 μ s. Los LASCR, que se fabrican hasta 6000V, 1500 A, con una velocidad de interrupción de 200 a 400 μ s, son adecuados para sistemas de energía de alto voltaje, especialmente en HVDC. Para aplicaciones de corriente, alterna de baja potencia los TRIAC, se utilizan ampliamente en todo tipo de controles sencillos de calor, de iluminación, de motor, así como interruptores de corriente alterna. Las características de los TRIAC son similares a dos tiristores conectados en inverso paralelo con una sola terminal de compuerta. El flujo de corriente a través de un TRIAC se puede controlar en cualquier dirección.³

Los GTO y los SITH son tiristores auto desactivados. Los GTO y los SITH se activan mediante la aplicación de un pulso breve positivo a las compuertas, y se desactivan mediante la aplicación de un pulso corto negativo a las mismas. No requieren de ningún circuito de conmutación. Los GTO resultan muy atractivos para la conmutación forzada de convertidores y están disponibles hasta 4000 V, 3000A.

Los SITH, cuyas especificaciones pueden llegar tan alto como 1200 V, 300 A, se espera que puedan ser aplicados a convertidores de mediana potencia con una frecuencia de varios cientos de Khz. y más allá del rango de frecuencia de los GTO.

Los transistores bipolares de alta potencia son comunes en los convertidores de energía a frecuencias menores que 10 Khz. y su aplicación es eficaz en las especificaciones de potencia de hasta 1200 V, 400 A. Un transistor bipolar tiene tres terminales: base, emisor y colector. Por lo general, se opera en forma de interruptor en la configuración de emisor común. Mientras que la base de un transistor NPN esté a un potencial más alto que el emisor, y la corriente de base sea lo suficientemente grande como para excitar al transistor en la región de saturación, el transistor se conservará activado, siempre que la unión del colector al emisor esté correctamente polarizada. La caída directa de un transistor en conducción está en el rango de 0.5 a 1.5 V. Si el voltaje de excitación de la base es retirado, el transistor se conserva en modo de no conducción (es decir desactivado).

³ Tomado de: <http://www.uhu.es/raul.jimenez/POTENCIA/pract23.pdf>

Los MOSFET de potencia se utilizan en convertidores de potencia de alta velocidad y están disponibles en una especificación de relativamente poca potencia en rango de 1000 V, 50 A, en un rango de frecuencia de varias decenas de Khz. Los IGBT son transistores de potencia controlados por voltaje. Por naturaleza, son más rápidos que los BJT, pero aún no tan rápidos como los MOSFET. Sin embargo, ofrecen características de excitación y de salida muy superiores a las de los BJT. Los IGBT son adecuados para altos voltajes, altas corrientes y frecuencias de hasta 20 Khz. Los IGBT están disponibles hasta 1200 V, 400 A.

1.5.6.- EL DIODO RECTIFICADOR EN SISTEMAS DE POTENCIA.

Los diodos de potencia son de tres tipos: de uso general, de alta velocidad (o de recuperación rápida) y Schottky. Los diodos de uso general están disponibles hasta 3000 V, 3500 A, y la especificación de los diodos de recuperación rápida puede llegar hasta 3000 V, 1000 A.

El tiempo de recuperación inversa varía entre 0.1 y 5 μ s. Los diodos de recuperación rápida son esenciales para la interrupción de los convertidores de potencia a altas frecuencias. Los diodos Schottky tienen un voltaje bajo de estado activo y un tiempo de recuperación muy pequeño, típicamente en nanosegundos. La corriente de fuga aumenta con el voltaje y sus especificaciones se limitan a 100V, 300A.

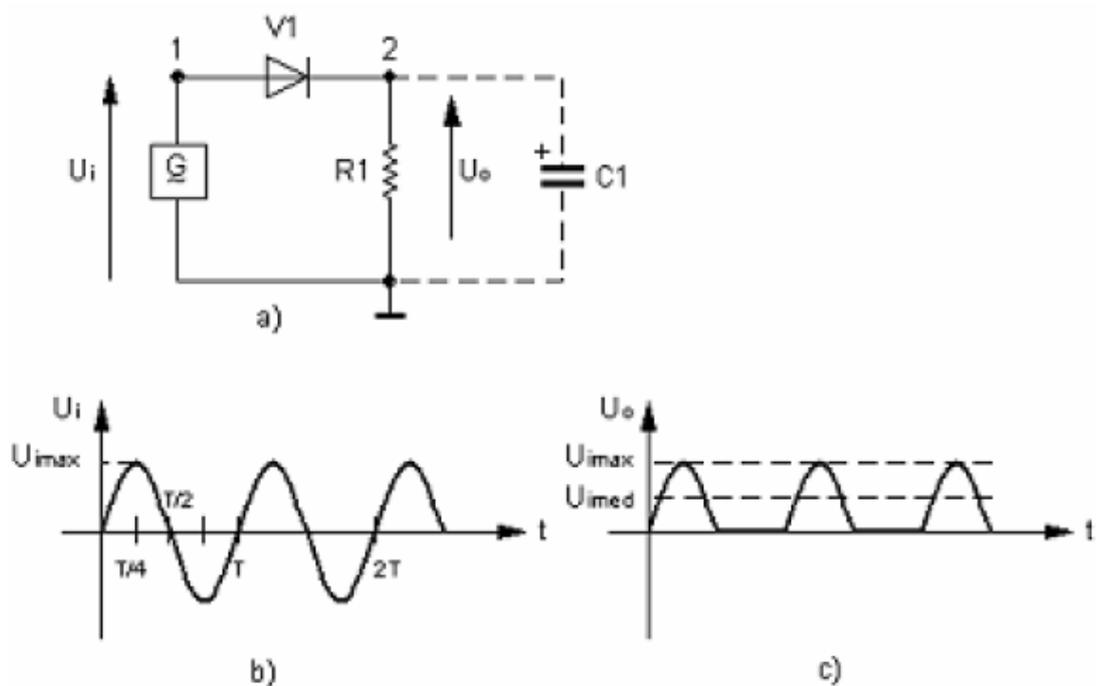
Un diodo rectificador conduce cuando el voltaje de su ánodo es más alto que el de su cátodo; siendo la caída de voltaje directa de un diodo de potencia muy baja, típicamente 0.5 y 1.2 V. Si el voltaje de cátodo es más alto que el voltaje de ánodo, se dice que el diodo está en modo de bloqueo.

1.5.7.- RECTIFICACIÓN MONOFÁSICA NO CONTROLADA.

Cuando es necesario realizar la conversión de corriente alterna a corriente continua, esto se puede llevar a cabo mediante diodos rectificadores.⁴

1.5.8.- RECTIFICACIÓN DE MEDIA ONDA.

Esto se puede realizar con un circuito simple conocido como rectificador de media onda, el cual cambia el voltaje senoidal a una onda de voltaje pulsante como se muestra en la gráfica 3:



Gráfica 3.- Circuito rectificador de media onda.

Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

Mientras que el voltaje de entrada U_i de la gráfica 3b tiene un valor promedio de cero, el voltaje de salida de la gráfica 3c tiene un voltaje promedio de salida igual a $0.3U_{max}$, pero en este caso el voltaje no es perfectamente continuo.

Colocando un capacitor en paralelo con la carga $R1$ podemos obtener un voltaje muy cercano al voltaje constante.

⁴ Apuntes de cátedra de Domingo Guarnaschelli, tomado de internet.

Durante el tiempo en que el voltaje pasa desde cero hasta su voltaje máximo U_{max} el diodo conduce y el capacitor se carga, después cuando el voltaje pasa desde el voltaje máximo U_{max} a cero el capacitor se descarga a través de R_1 , si el tiempo de descarga ($t_{\text{discharge}}$) es lo suficientemente largo, mayor que el periodo de la onda, el voltaje de salida resulta ser casi constante.

Por lo tanto si $t_{\text{discharge}} = R_1 \cdot C_1$, es necesario que:

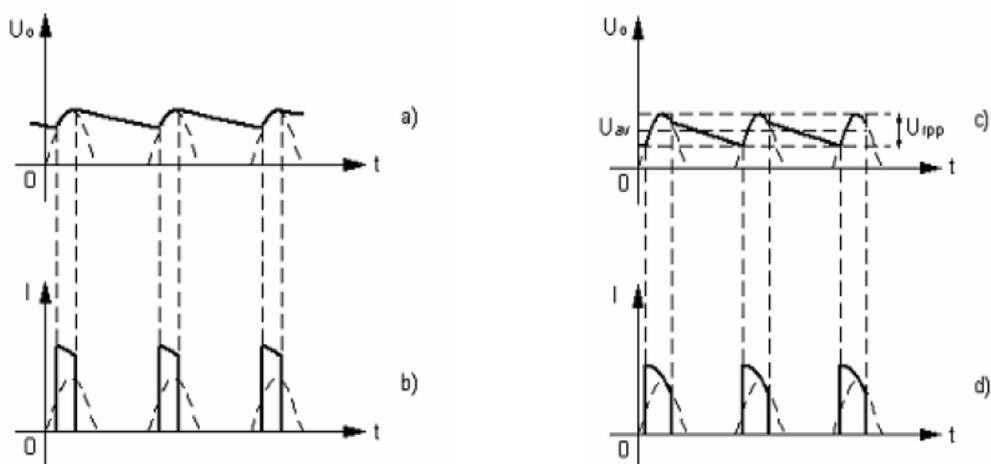
$$R_1 \cdot C_1 \gg T = 1/f, \text{ de lo cual deducimos que: } C_1 \gg 1/(R_1 \cdot f)$$

Donde f representa la frecuencia del voltaje de entrada.

Los voltajes de salida para $C_1 \gg 1/(R_1 \cdot f)$ y para $C_1 = 1/(R_1 \cdot f)$ son representados en la gráfica 4a y c respectivamente. De ambas figuras deducimos que entre mayor sea el capacitor, el voltaje de salida es mucho más cercano al voltaje constante, generalmente este voltaje de salida se representa como una señal continua a la cual se le ha superpuesto una pequeña ondulación o voltaje de rizo (denotada por r) que es del factor de relación entre el valor efectivo de la componente alterna y el valor medio del voltaje continuo a la salida del filtro.

$$r = \frac{U_{\text{ref}}}{U_{\text{av}}} \quad \text{donde}$$

$$U_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{rpp}}}{2\sqrt{3}} \cong 0.3 U_{\text{rpp}}$$



Gráfica 4.- Formas de onda para diferentes capacitancias.
Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

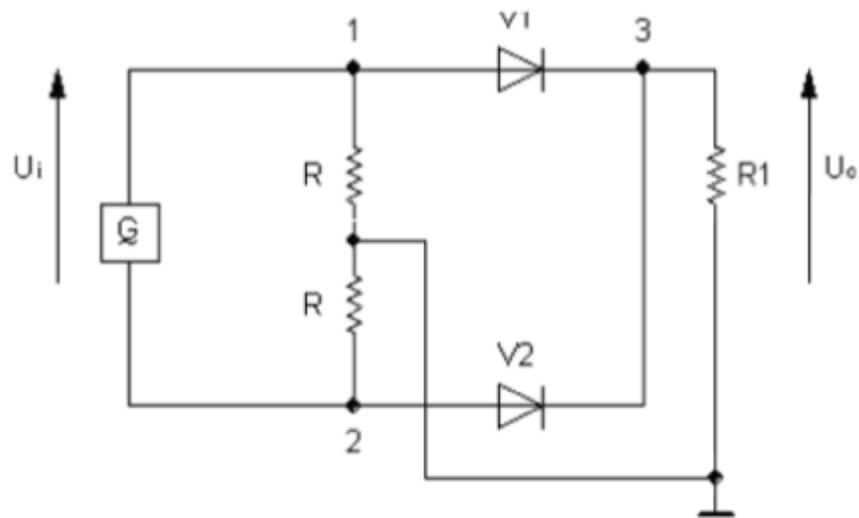
Se intuye que este factor es mucho más pequeño entre más grande sea el valor capacitor, así como el período de esta señal. Al mismo tiempo en el diodo se presentan algunos picos de amplitud de corriente, este método de rectificación es muy simple y presenta algunas desventajas las cuales mencionaremos a continuación:

- a) Eficiencia muy baja debido a que el circuito es usado sólo para media onda.
- b) Toda la potencia es soportada por un solo diodo, el cual debiera ser del tamaño apropiado.
- c) La calidad del voltaje de salida presenta una gran ondulación residual, especialmente para pequeñas cargas resistivas, las cuales demandan un capacitor de salida muy grande.

Estas desventajas se pueden resolver en parte por medio del rectificador de onda completa.

1.5.9.- RECTIFICACIÓN DE ONDA COMPLETA

El rectificador de onda completa es usado durante el período total del voltaje de entrada, reduce considerablemente el voltaje de rizo y mejora el voltaje de salida continuo. Considere por ejemplo el circuito de la gráfica 5, donde el voltaje de salida del generador U_i es aplicado a los puntos 1 y 2. En esta situación el diodo V1 está directamente polarizado y el diodo V2 inversamente polarizado, de forma que la corriente fluye a través de V1 y la carga resistiva R1, cuando la polaridad cambia el diodo V2 conduce.

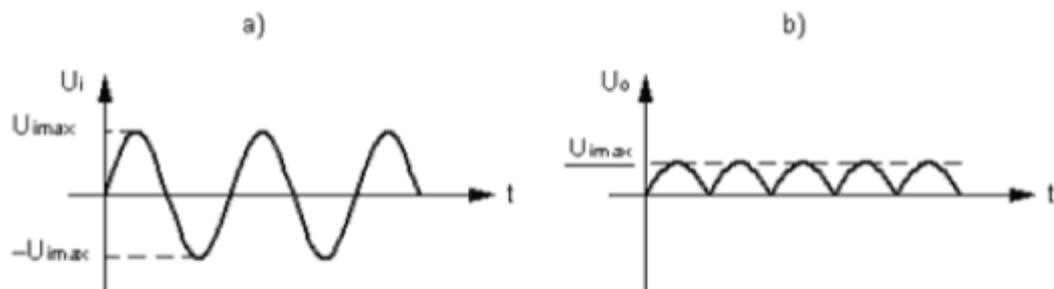


Rectificador de onda completa sin transformador.

Gráfica 5.- Rectificador de onda completa característico.

Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

En esta configuración ambas medias ondas son usadas pero con una amplitud: U_{imax} / π como se muestra en la gráfica 6.



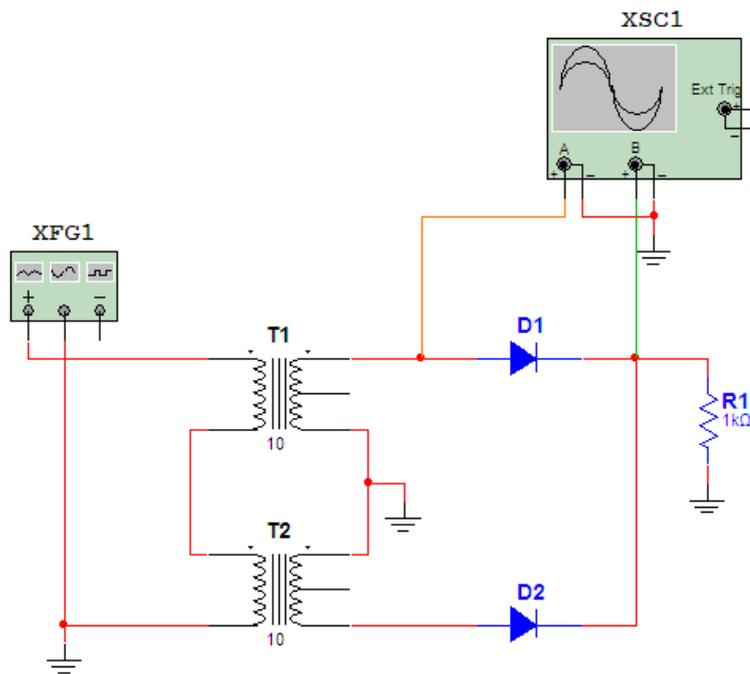
Voltaje de entrada y salida del rectificador de onda completa

Gráfica 6.- Comparativa de formas de onda.

Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

Para esta configuración se supone que podemos obtener factores de rizo más bajos y que cada diodo tiene que soportar un voltaje inverso igual a U_{imax} , que es aproximadamente igual al doble del voltaje continuo de salida. En el rectificador de onda completa, la resistencia R presenta la desventaja de quitarle potencia a la carga,

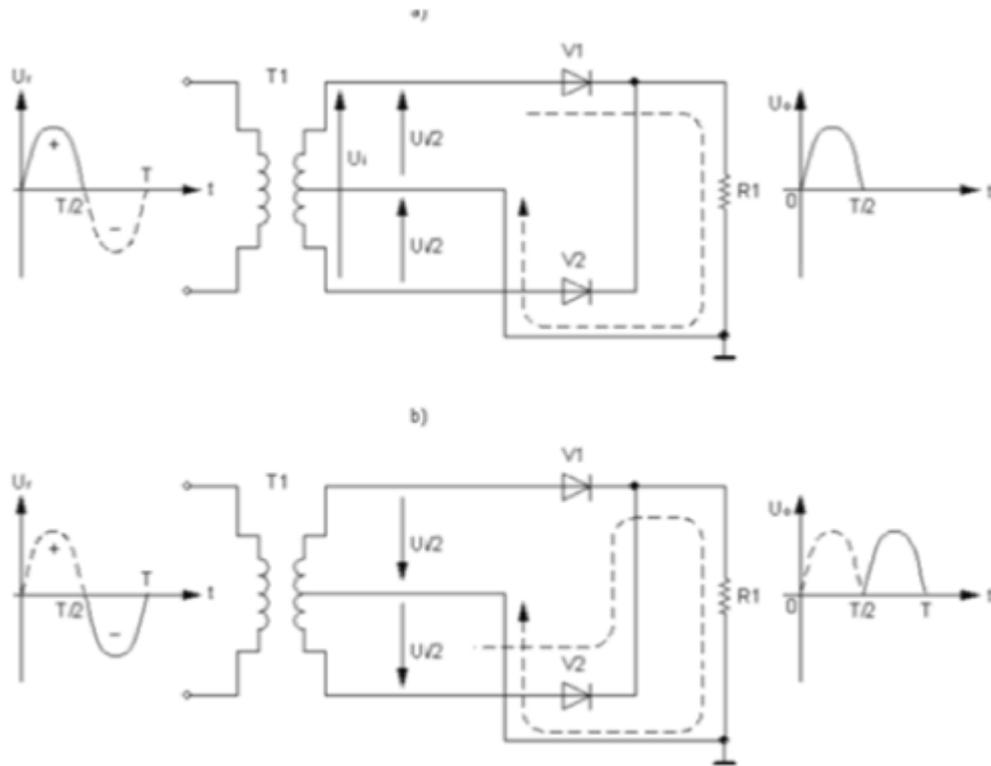
pero si usamos un transformador con derivación central como se ilustra en la gráfica 7, esta desventaja desaparece.



Gráfica 7.- Circuito de aplicación.

Fuente: Los autores

El transformador presenta en el secundario tres terminales en el cual la derivación central esta aterrizada y el voltaje es dividido en dos partes iguales, motivo por el cual el valor del voltaje depende naturalmente de la relación de transformación como se muestra a continuación en la gráfica 8.



Voltaie de salida con transformador en derivación central.

Gráfica 8.- Seguimiento de la senoide en el rectificador.

Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

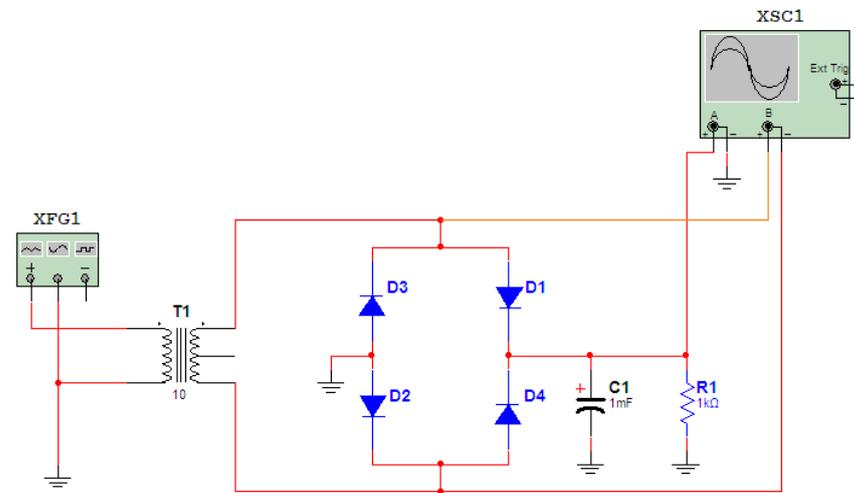
De tal manera que en la salida obtenemos una forma de onda rectificada, cuyo valor medio es el doble del valor medio del rectificador de media onda:

$$U_{aw} = \frac{2U_{imax}}{\pi} = 0.6U_{imax}$$

La frecuencia de la señal en la carga es el doble de la que obtendríamos con un rectificador de media onda y en este caso es posible hacer que la forma de onda de salida sea mucho mas continúa usando un capacitor de valor apropiado. También es posible realizar este tipo de rectificadores utilizando un puente de diodos.

1.5.10.- RECTIFICADOR DE PUENTE DE DIODOS.

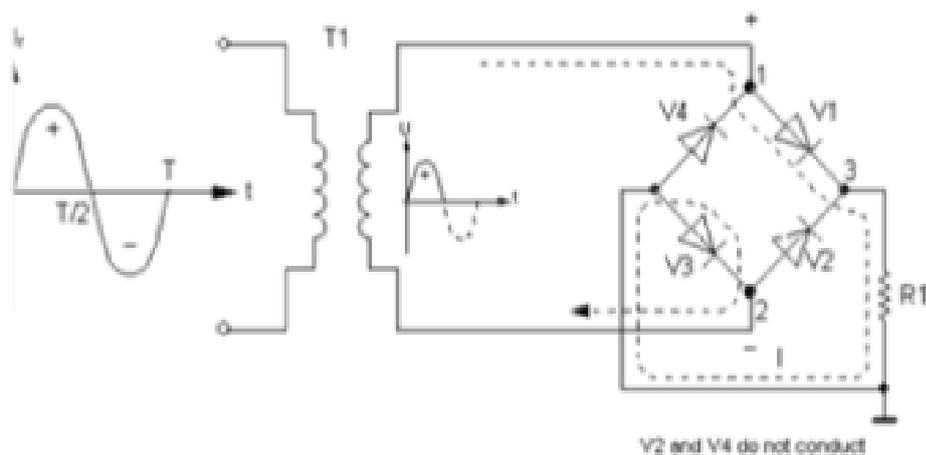
Utilizaremos el circuito mostrado en la gráfica 9. Conocido como rectificador de puente de diodos.



Gráfica 9.- Rectificador en puente.

Fuente: Los autores

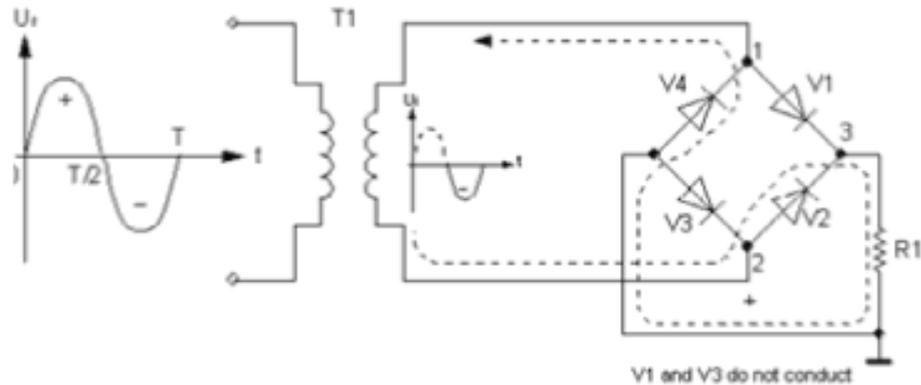
Cuando el punto 1 está en el potencial positivo, el flujo de corriente pasa a través del diodo D1 que se encuentra directamente polarizado y la carga resistiva R1 para ir a través del diodo D3 hacia el transformador como se muestra en la gráfica 10, los diodos D2 y D4 no conducen ya que ellos se encuentran polarizados inversamente.



Gráfica 10.- Trayectoria de corriente semiciclo positivo.

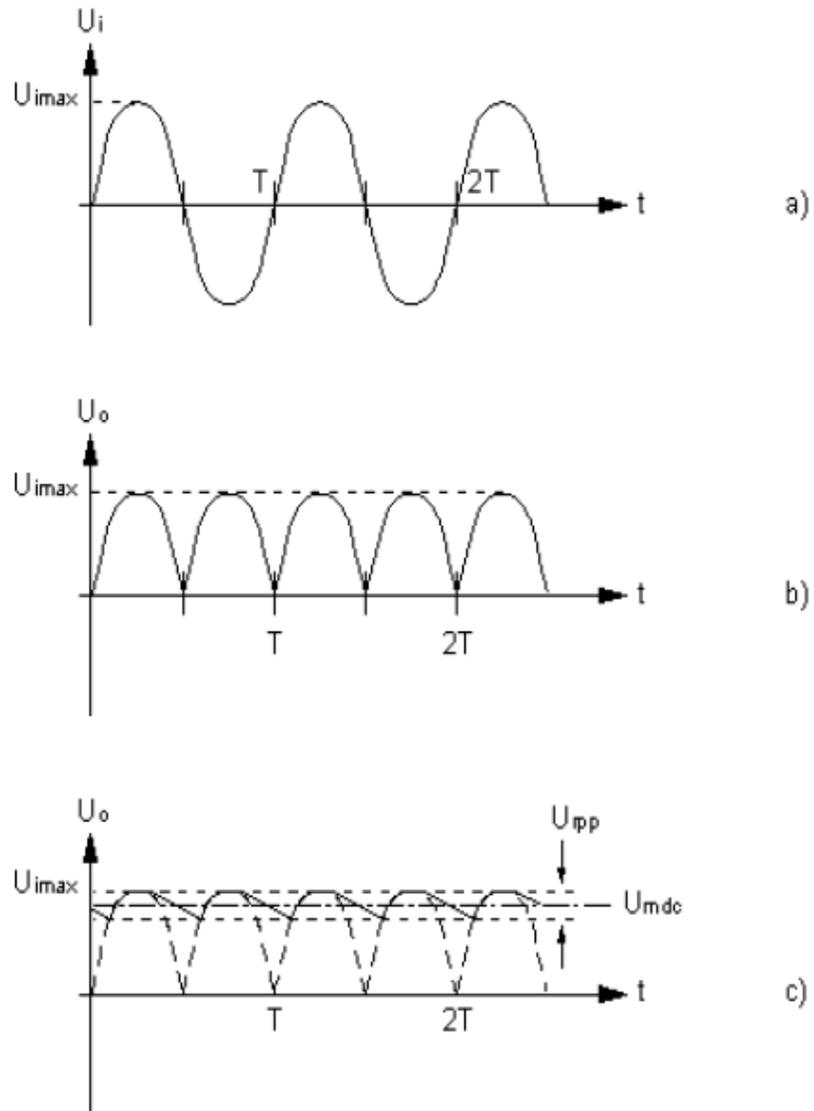
Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

Por otro lado tenemos el caso contrario, cuando el punto 2 esta al potencial positivo y la corriente fluye a través del diodo V2, la carga resistiva R1 y el diodo V4 como se muestra en la gráfica 11, los diodos V1 y V3 no conducen porque se polarizaron inversamente. La carga resistiva R1 es atravesada por la corriente siempre en la misma dirección y en este caso también se obtiene una onda rectificada que puede ser hecha continua a través de un capacitor.



Gráfica 11.- Trayectoria de corriente semiciclo negativo.
Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

Observemos la representación de los diagramas de tiempo en la gráfica 12:



Gráfica 12.- Formas de onda de salida del rectificador.

Fuente: <http://freelibros.com/2009/01/electricidad-y-electrnica.html>

En un rectificador de onda completa, con un capacitor de capacidad apropiada, U_{mdc} tiene un valor muy cercano al voltaje pico rectificado U_{imax} .

$$U_{mdc} = \left(1 - \frac{0.005}{R1C1}\right) U_{imax} \quad \text{de manera que } U_{mdc} = U_{imax}$$

La selección apropiada del capacitor puede ser efectuada de la siguiente manera:

$$r = \frac{U_{ref}}{U_{av}} = \frac{1}{2\sqrt{3} f R_1 C_1}$$

En el caso de un rectificador de onda completa $f = 120\text{Hz}$ (que es el doble de la frecuencia de la potencia de línea) el rizo será:

$$r = \frac{0.003}{R_1 C}; \quad C_1 = \frac{0.003}{R_1 r}$$

Como se mencionó anteriormente, la corriente que fluye en los diodos de un rectificador con un voltaje suavizado por medio de un capacitor, está compuesto por una serie de pulsos que en el caso de corrientes altas son consideradas como elementos importantes en la selección del tipo de rectificador. Con el incremento de la corriente de carga, hay algunas caídas de voltaje que determinan un decremento significativo del voltaje de salida.

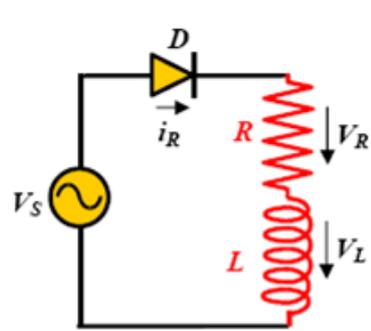
El Puente de diodos con un capacitor como filtro, tiene un voltaje de salida continuo igual a U_{max} ; es fácil verificar que cada diodo tiene que ser capaz de soportar un voltaje inverso igual a su valor.

Después de todo, el rectificador de media onda es el mejor por su simplicidad; aprovechando solo media onda el factor de rizo es demasiado alto. El rectificador de onda completa asegura un mejor voltaje continuo. El puente de diodos es mejor que el rectificador de transformador con derivación central por su bajo costo y su pequeña carga de salida; además, los diodos soportan también la mitad del voltaje inverso de salida.

Sin embargo el rectificador con transformador en derivación central tiene las siguientes ventajas: Mientras que en el circuito tipo puente la carga esta en serie con dos diodos, en el rectificador con transformador la carga esta en serie sólo con un diodo; por lo tanto la potencia de disipación es el doble en el primer caso que en el segundo. El rectificador con transformador puede llegar a ser el mejor en el caso de grandes corrientes.⁵

⁵ Teoría tomada del libro digital "ELECTRONICA" de A. Carretero y J. Ferrero.

1.5.11.- ONDAS DE UN RECTIFICADOR MONOFÁSICO CARGA RL.

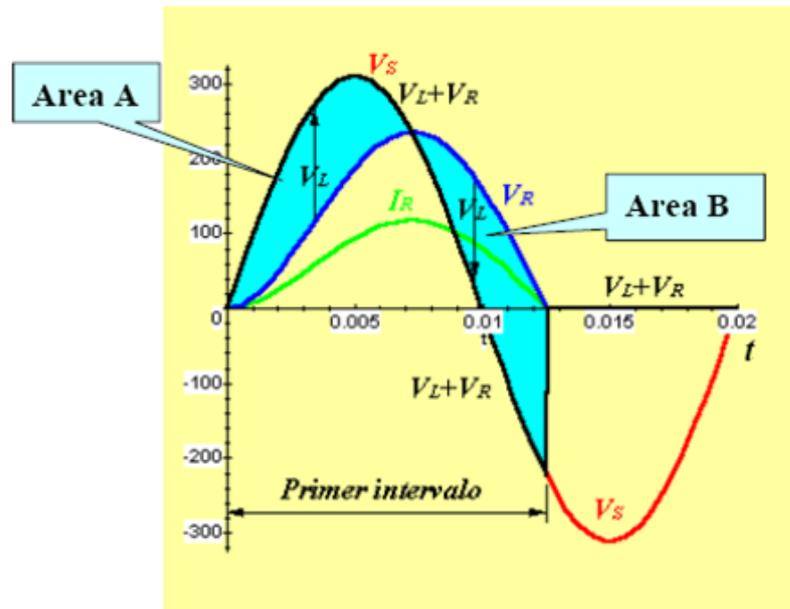


$$V_S = V_L + V_R; \quad V_L = L \cdot \frac{di}{dt};$$

$$di = \frac{1}{L} \cdot V_L \cdot dt$$

$$\int_{i(t_0)}^{i(t_2)} di = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_0}^{t_2} V_L \cdot dt = 0 \Rightarrow$$

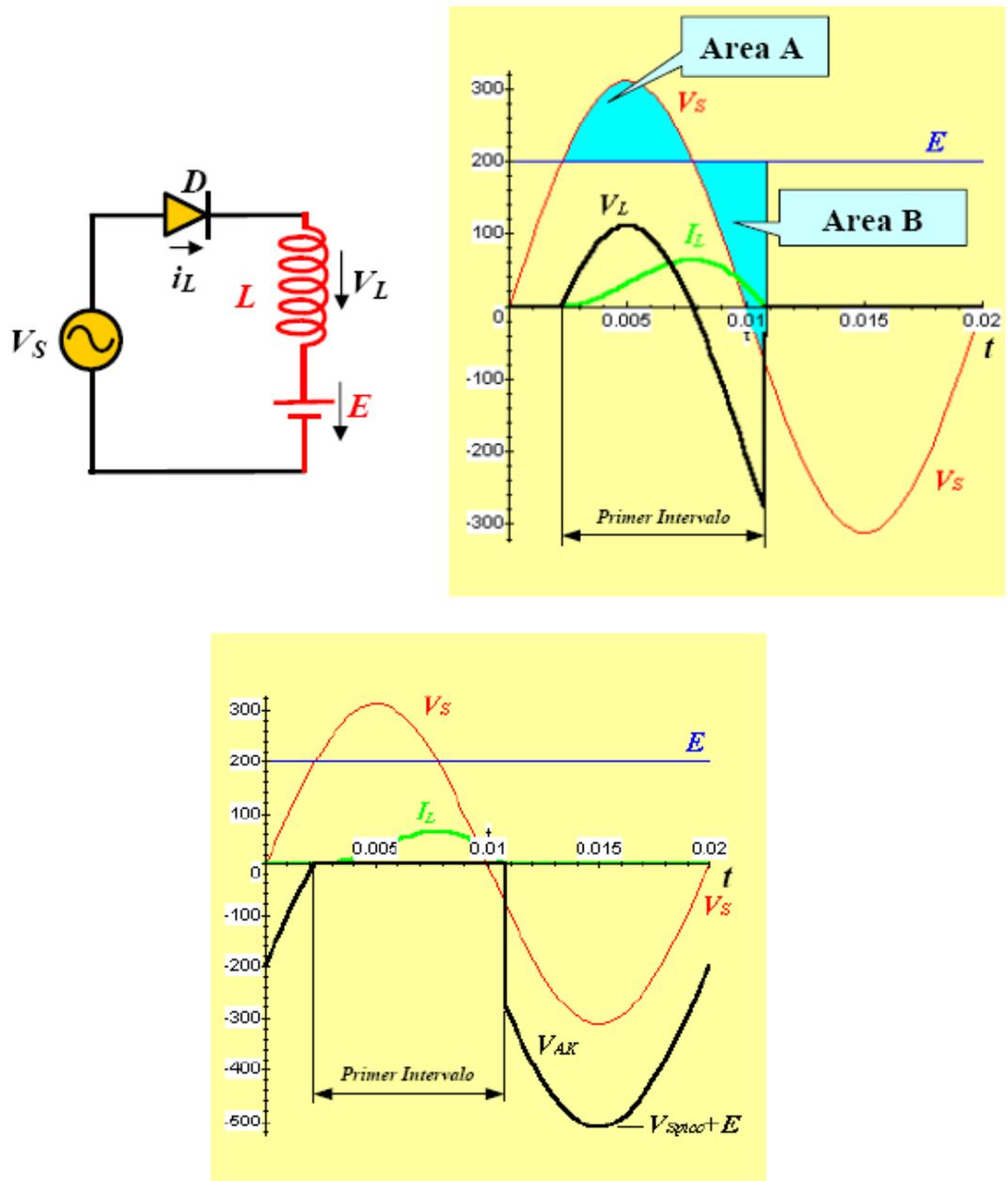
$$0 = \text{Area}(A) - \text{Area}(B)$$



Gráfica 13.- Diagrama, forma de onda y ecuación característica.

Fuente: http://www.unicrom.com/Tut_rectificador_onda_completa_puente.asp

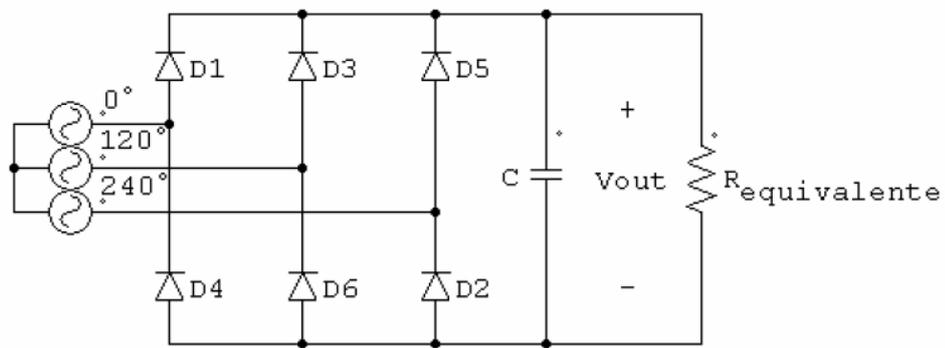
1.5.12.- ONDAS DE UN RECTIFICADOR CON CARGA MOTOR.



Gráfica 14.- Diagrama y formas de onda.

Fuente: http://www.unicrom.com/Tut_rectificador_onda_completa_puente.asp

1.5.13.- ANÁLISIS DE RECTIFICADORES TRIFÁSICOS.



Rectificador Trifásico con filtro a la salida.

Gráfica 15.- Diagrama esquemático de rectificador trifásico.

Fuente: http://www.sc.ehu.es/sbweb/electronica/elec_basica/tema4/Paginas/

A continuación las ecuaciones que explican el funcionamiento del circuito arriba mostrado:

El voltaje pico de línea se define como:

$$V_{m,L-L} = V_{m, fase} \sqrt{3}$$

Y el voltaje de salida se expresa en virtud de:

$$V_{out, medio} = V_{m,L-L} - \frac{V_{m,L-L}}{4 f R_{equivalente} C}$$

$$V_{out, ca} = \frac{V_{m,L-L}}{4 \sqrt{2} f R_{equivalente} C}$$

1.5.14.- FUENTE DE ALIMENTACIÓN

En electrónica, una fuente de alimentación es un dispositivo que convierte la tensión alterna de la red de suministro, en una o varias tensiones, prácticamente continuas, que alimentan los distintos circuitos del aparato electrónico al que se conecta (ordenador, televisión, impresora, etc.)

Este tipo de fuentes pueden ser tanto lineales como conmutadas:

Las fuentes lineales siguen el esquema: transformador, rectificador, filtro, regulación y salida. En primer lugar el transformador adapta los niveles de tensión y proporciona aislamiento galvánico. El circuito que convierte la corriente alterna en continua se llama rectificador, después suelen llevar un circuito que disminuye el rizado como un filtro de condensador. La regulación se consigue con un componente transistorizado regulable.

Las fuentes conmutadas tienen por esquema: rectificador, conmutador, transformador, otro rectificador y salida. La regulación se obtiene con el conmutador, normalmente un circuito PWM (*Pulse Width Modulation*)⁶ que cambia el ciclo de trabajo. Aquí las funciones del transformador son las mismas que para fuentes lineales pero su posición es diferente. El segundo rectificador convierte la señal alterna pulsante que llega del transformador en un valor continuo. La salida puede ser también un filtro de condensador o uno del tipo LC.

Las ventajas de las fuentes lineales son una mejor regulación, velocidad y mejores características. Por otra parte las conmutadas obtienen un mejor rendimiento, menor costo y tamaño.

⁶ Tipo de modulación usual para el control por división de anchos de pulso.

1.5.15.- ESPECIFICACIONES

Una especificación fundamental de las fuentes de alimentación es el rendimiento, que se define como la potencia total de salida entre la potencia activa de entrada. Como se ha dicho antes, las fuentes conmutadas son mejores en este aspecto.

El factor de potencia es la potencia activa entre la potencia aparente de entrada. Es una medida de la calidad de la corriente.

Aparte de disminuir lo más posible el rizado, la fuente debe mantener la tensión de salida al voltaje solicitado independientemente de las oscilaciones de la línea, regulación de línea o de la carga requerida por el circuito, regulación de carga.

Entre las fuentes de alimentación alternas, tenemos aquellas en donde la potencia que se entrega a la carga está siendo controlada por transistores, los cuales son controlados en fase para poder entregar la potencia requerida a la carga.

Otro tipo de alimentación de fuentes alternas, catalogadas como especiales son aquellas en donde la frecuencia es variada, manteniendo la amplitud de la tensión logrando un efecto de fuente variable en casos como motores y transformadores de tensión.

1.5.16.- CLASIFICACIÓN

Las fuentes conmutadas pueden ser clasificadas en cuatro tipos:

- Alimentación CA, salida CC: rectificador, conmutador, transformador, rectificador de salida, filtro. (Ej.: fuente de alimentación de ordenador de mesa)
- Alimentación CA, salida CA: Variador de frecuencia, convertor de Frecuencia. (Ej., variador de motor)
- Alimentación CC, salida CA: Inversor (Ej.: generar 220v/50ciclos a partir de una batería de 12v)
- Alimentación CC, salida CC: convertor de voltaje o de corriente. (Ej.: cargador de baterías de celulares para auto)

1.5.17.- FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS vs LINEALES.

Hay dos tipos principales de fuentes de alimentación reguladas disponibles:

Conmutadas y lineales. Las razones por las cuales elegir un tipo o el otro se pueden resumir como sigue.

- **Tamaño y peso** – las fuentes de alimentación lineales utilizan un transformador funcionando a la frecuencia de 50 o 60 Hz. Este transformador de baja frecuencia es varias veces más grande y más pesado que un transformador correspondiente de fuente conmutada, el cual funciona en frecuencias típicas de 50 KHz a 1 MHz. La tendencia de diseño es de utilizar frecuencias cada vez más altas mientras los transistores lo permitan para disminuir el tamaño de los componentes pasivos (capacitores, inductores, transformadores).
- **Voltaje de la salida** – las fuentes de alimentación lineales regulan la salida usando un voltaje más alto en las etapas previas y luego disipando energía como calor para producir un voltaje más bajo, regulado. Esta caída de voltaje es necesaria y no puede ser eliminada mejorando el diseño. Las fuentes conmutadas pueden producir voltajes de salida que son más bajos que el voltaje de entrada, más altos que el voltaje e incluso inversos al voltaje de entrada, haciéndolos versátiles y mejor adaptables a voltajes de entrada variables.
- **Eficiencia, calor, y energía disipada** - Una fuente lineal regula el voltaje o la corriente de la salida disipando el exceso de energía como calor, lo cual es ineficaz. Una fuente conmutada usa la señal de control para variar el ancho de pulso, tomando de la alimentación solamente la energía requerida por la carga. En todas las topologías de fuentes conmutadas, se apagan y se encienden los transistores completamente. Así, idealmente, las fuentes conmutadas son 100% eficientes. El único calor generado se da por las características no ideales de los componentes, pérdidas en la conmutación en los transistores, resistencia directa de los transistores saturados, resistencia serie equivalente en el inductor y los condensadores, y la caída de voltaje por el rectificador bajan la eficiencia.

- Sin embargo, optimizando el diseño, la cantidad de energía disipada y calor pueden ser reducidos al mínimo. Un buen diseño puede tener una eficiencia de conversión de 95%. Típicamente 75-85% en fuentes de entre 10-50W. Las fuentes conmutadas más eficientes utilizan rectificación síncrona (transistores MOSFETS saturados durante el semiciclo adecuado reemplazando diodos).
- **Complejidad** - un regulador lineal consiste en última instancia un transistor de potencia, un CI de regulación de voltaje y un condensador de filtro de ruido. En cambio una fuente conmutada contiene típicamente un CI regulador, uno o varios transistores y diodos de potencia como así también un transformador, inductores, y condensadores de filtro. Múltiples voltajes se pueden generar a partir del mismo núcleo de transformador. Para ello se utiliza el control por ancho de pulso de entrada aunque las diferentes salidas pueden tener dificultades para la regulación de carga. Ambos necesitan una selección cuidadosa de sus transformadores. En las fuentes conmutadas debido al funcionamiento a altas frecuencias las pérdidas en las pistas del circuito impreso por inductancia de pérdida y las capacidades parásitas llegan a ser importantes.
- **Interferencia por radiofrecuencia** - La corriente en las fuentes conmutadas tiene cambios abruptos, y contiene una proporción grande de componentes espectrales de alta frecuencia. Cables o pistas largas entre los componentes pueden reducir la eficacia de alta frecuencia de los filtros a condensadores en la entrada y salida. Esta corriente de alta frecuencia puede generar interferencia electromagnética indeseable. Filtros EMI (INTERFERENCIA ELECTROMAGNETICA, de sus siglas en Inglés) y blindajes de RF son necesarios para reducir la interferencia. Las fuentes de alimentación lineales no producen generalmente interferencia, y se utilizan para proveer de energía donde la interferencia de radio no debe ocurrir.

- **Ruido electrónico** en los terminales de salida de fuentes de alimentación lineales baratas con pobre regulación se puede experimentar un voltaje de CA Pequeño “montado” sobre la CC. de dos veces la frecuencia de alimentación (100/120 Hz). Esta “ondulación” (Ripple en Inglés) está generalmente en el orden de varios milivoltios, y puede ser suprimido con condensadores de filtro más grandes o mejores reguladores de voltaje. Este voltaje AC pequeño puede causar problemas o interferencias en algunos circuitos; por ejemplo, cámaras fotográficas análogas de seguridad alimentadas con este tipo de fuentes pueden tener la modulación indeseada del brillo y distorsiones en el sonido que produce zumbido audible. Las fuentes de alimentación lineales de calidad suprimirán la ondulación mucho mejor. En cambio las fuentes conmutadas no exhiben generalmente la ondulación en la frecuencia de la alimentación, sino salidas generalmente más ruidosas a altas frecuencias. El ruido está generalmente relacionado con la frecuencia de la conmutación.
- **Ruido acústico:** Las fuentes de alimentación lineales emiten típicamente un zumbido débil, en la baja frecuencia de alimentación, pero ésta es raramente audible (la vibración de las bobinas y las chapas del núcleo del transformador suelen ser las causas). Las fuentes conmutadas con su funcionamiento mucho más alto en frecuencia, no son generalmente audibles por los seres humanos (a menos que tengan un ventilador). El funcionamiento incorrecto de las fuentes conmutadas puede generar sonidos agudos, ya que genera ruido acústico en frecuencia subarmónico del oscilador.
- **Factor de Potencia:** las fuentes lineales tienen bajo factor de potencia porque la energía es obtenida en los picos de voltaje de la línea de alimentación. La corriente en las fuentes conmutadas simples no sigue la forma de onda del voltaje, sino que en forma similar a las fuentes lineales la energía es obtenida solo de la parte más alta de la onda sinusoidal, por lo que su uso cada vez más frecuente en computadoras personales y lámparas fluorescentes se constituyó en un problema creciente para la distribución de energía. Existen fuentes conmutadas con una etapa previa de corrección del factor de potencia que reduce grandemente este problema y son de uso obligatorio en algunos países particularmente europeos a partir de determinadas potencias.

1.5.18.- SCR.

En la industria hay numerosas operaciones, las cuales requieren se entregue una cantidad de potencia eléctrica variable y controlada. La iluminación, el control de velocidad de un motor, la soldadura eléctrica y el calentamiento eléctrico, son las cuatro operaciones más comunes. Siempre es posible controlar la cantidad de potencia eléctrica que se entrega a una carga si se utiliza un transformador variable para proporcionar un voltaje de salida variables. Sin embargo, para grandes potencias, los transformadores variables son físicamente grandes y costosos y necesitan un mantenimiento frecuente, estos tres factores hacen que los transformadores variables sean poco utilizados.

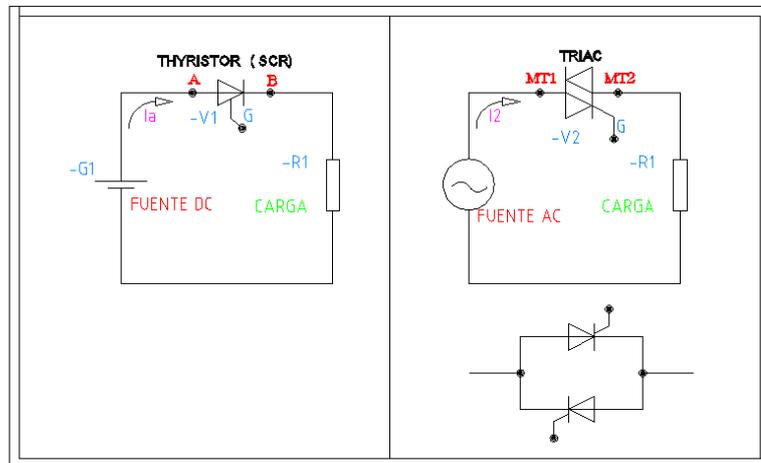
Otro método para controlar la potencia eléctrica que se entrega a una carga, es intercalar un reóstato en serie con la carga, para así controlar y limitar la corriente. Nuevamente para grandes potencias, los reóstatos resultan de gran tamaño, costosos, necesitan mantenimiento además, desperdician una cantidad apreciable de energía. Los reóstatos no son la alternativa deseable frente a los transformadores variables en el control de potencia industrial. Desde 1960 está disponible un dispositivo electrónico, el cual no adolece de las fallas antes mencionadas.

El SCR es pequeño y relativamente barato, no necesita mantenimiento y su consumo de potencia es muy pequeño. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes del orden de cientos de amperios en circuitos que operan a voltajes tan elevados como 1000 volts. Por estas razones, los SCR son muy importantes en el campo del control industrial moderno.

Dentro de la familia de dispositivos pnpn, el rectificador controlado de silicio (SCR) es, sin duda, el de mayor interés hoy en día, y fue presentado por primera vez en 1956 por los Bell Telephone Laboratories. Algunas de las áreas más comunes de aplicación de los SCR son controles de relevador, circuitos de retardo de tiempo, fuentes de alimentación reguladas, interruptores estáticos, controles de motores, recortadores, inversores, cicloconvertidores, cargadores de baterías, circuitos de protección, controles de calefacción y controles de fase.

En la figura siguiente se muestra el símbolo del SCR y del TRIAC, en circuitos básicos donde una fuente DC y otra AC alimentan una "carga" (que puede ser un motor, calefactor, etc.) a través del respectivo dispositivo de conmutación. En la

parte inferior derecha se muestran dos tiristores conectados en "anti-paralelo" (o "back-to-back"), indicando que la función del triac puede ser implementada con dos SCRs de ese modo.



Gráfica 16: Circuitos básicos en tiristores.

Fuente: http://myweb.msos.edu/~jevtic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

En años recientes han sido diseñados SCR para controlar potencias tan altas de hasta 10 MW y con valores individuales tan altos como de 2000A/ 1800V. Su rango de frecuencia de aplicación también ha sido extendido a cerca de 50 Khz., lo que ha permitido algunas aplicaciones de alta frecuencia.

Un tiristor tiene tres terminales: un ánodo, un cátodo, y una compuerta. Cuando una pequeña corriente pasa a través de la terminal de la compuerta hacia el cátodo, el tiristor conduce, siempre y cuando la terminal del ánodo esté a un potencial más alto que el cátodo. Una vez que el tiristor está en un modo de conducción, el circuito de la compuerta no tiene ningún control y el tiristor continuará conduciendo.

Cuando un tiristor está en un modo de conducción, la caída de potencial en directa es muy pequeña, típicamente 0.5 a 2 V.

Un tiristor que conduce se puede desactivar haciendo que el potencial del ánodo sea igual o menor que el potencial de cátodo.

Los tiristores conmutados en línea se desactivan en razón de la naturaleza senoidal del voltaje de entrada, y los tiristores conmutados en forma forzada se desactivan

mediante un circuito adicional conocido como circuitería de conmutación. Existen varias configuraciones de tiristores de control de fase (o de conmutación de línea): tipo perno, tipo disco de hockey, tipo plano, y tipo de aguja.

Los tiristores naturales o conmutados en línea están disponibles con especificaciones de hasta 6000 V, 3500 A. El tiempo de desactivación de los tiristores de bloqueo inverso de alta velocidad ha mejorado en forma sustancial y es posible obtener de 10 a 20 μs con un tiristor de 1200-V, 2000-A.

El tiempo de desactivación se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente principal se reduce a cero después de la interrupción externa del circuito de voltaje principal, y el instante en que el tiristor es capaz de aceptar un voltaje principal especificado, sin activarse.



Gráfica 17: Tiristores.

Fuente: http://myweb.msos.edu/~jevtic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

1.5.19.- OPERACIÓN BÁSICA DEL SCR

Como su nombre lo indica, el SCR es un rectificador construido con material de silicio con una tercera terminal para efecto de control. Se escogió el silicio debido a sus capacidades de alta temperatura y potencia. La operación básica del SCR es diferente de la del diodo semiconductor de dos capas fundamental, en que una tercera terminal, llamada compuerta, determina cuándo el rectificador conmuta del estado de circuito abierto al de circuito cerrado. No es suficiente sólo la polarización directa del ánodo al cátodo del dispositivo. En la región de conducción la resistencia dinámica el SCR es típicamente de 0.01 a 0.1 ohm. La resistencia inversa es típicamente de 100 k. o más.⁷

El símbolo gráfico para el SCR se muestra en la gráfica 19, y las conexiones correspondientes a la estructura de semiconductor de cuatro capas en la figura:

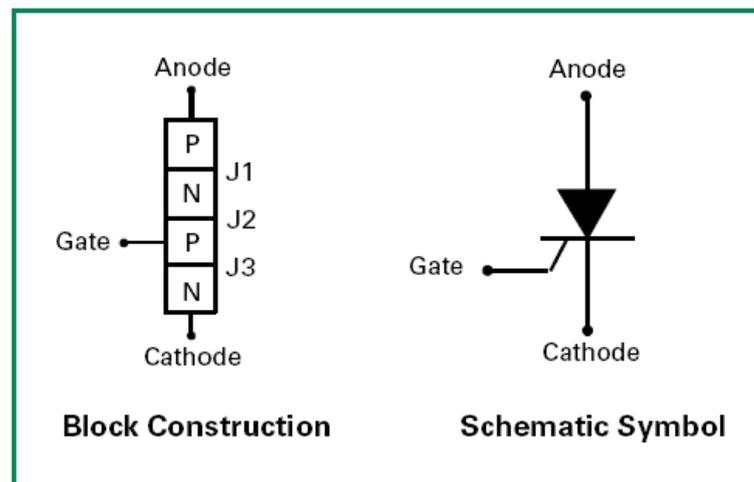


Gráfico 18: configuración del SCR.

Fuente: http://myweb.msos.edu/~jevtic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

1.5.20.- MODELO DE SCR DE DOS TRANSISTORES:

La acción regenerativa o de enganche debido a la retroalimentación directa se puede demostrar mediante un modelo de un SCR de dos transistores. Un SCR se puede considerar como dos transistores complementarios, un transistor PNP, Q1, y un transistor NPN, Q2, tal y como se demuestra en la gráfica 20:

⁷ Información técnica tomada de la Web oficial de Litlefuse.

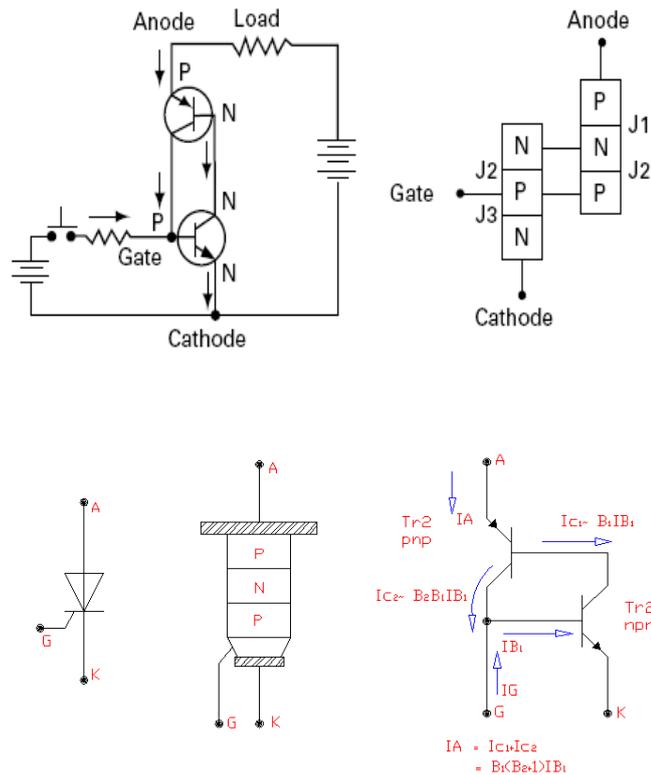


Gráfico 19: modelado del SCR.

Fuente: http://myweb.msos.edu/~jevtic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

1.5.21.- ACTIVACIÓN DEL SCR:

Un SCR se activa incrementando la corriente del ánodo. Esto se puede llevar a cabo mediante una de las siguientes formas:

TÉRMICA. Si la temperatura de un SCR es alta habrá un aumento en el número de pares electrón-hueco, lo que aumentará las corrientes de fuga. Y pudiera activarse. Este tipo de activación puede causar una fuga térmica que por lo general se evita.

LUZ. Si se permite que la luz llegue a las uniones de un SCR, aumentarán los pares electrón-hueco pudiéndose activar el SCR. La activación de tiristores por luz se logra permitiendo que esta llegue a los discos de silicio.

ALTO VOLTAJE. Si el voltaje directo ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo V_{BO} , fluiría una corriente de fuga suficiente para iniciar una activación regenerativa. Este tipo de activación puede resultar destructiva por lo que se debe evitar.

CORRIENTE DE COMPUERTA. Si un SCR está polarizado en directa, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar un voltaje positivo de compuerta entre la compuerta y las terminales del cátodo activará al SCR. Conforme aumenta la corriente de compuerta, se reduce el voltaje de bloqueo directo y además se proporcionan las características de un SCR para diversos valores de corriente de compuerta. Las corrientes y voltajes más usados se indican en las características.

DV/DT. Si la velocidad de elevación del voltaje ánodo-cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficiente para activar el SCR.

Un valor alto de corriente de carga puede dañar el SCR por lo que el dispositivo debe protegerse contra dv/dt alto. Los fabricantes especifican el dv/dt máximo permisible de los tiristores.

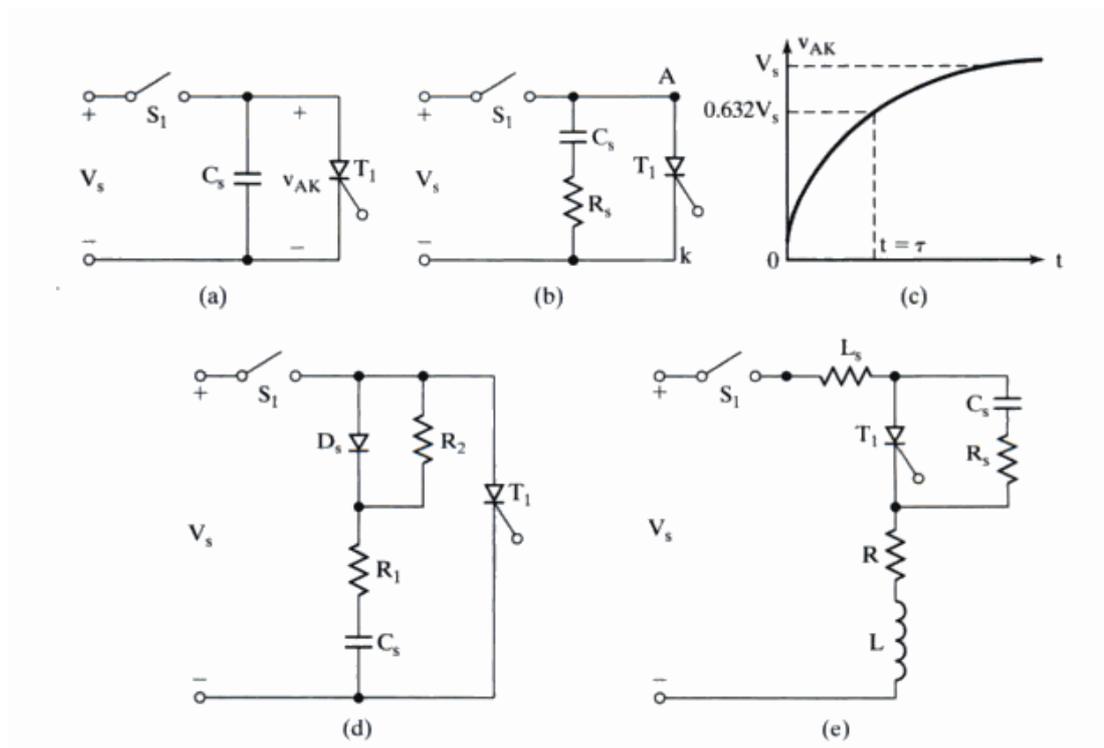


Gráfico 20: Eliminación del fenómeno dv/dt .

Fuente: http://myweb.msos.edu/~jevitic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

1.5.22.- LOS MECANISMOS DE DISPARO.

El disparo por corriente en el gate, se denomina disparo por puerta. Pero este disparo puede producirse por corrientes inyectadas accidentalmente o intencionalmente. Los casos más importantes son:

(1) Cuando el tiristor está OFF y el voltaje entre A y K cambia con un ritmo $\Delta V_{AK}/\Delta t$, se produce una corriente i_T debida a la capacidad C_T de transición, entre las cargas Δq a un lado y al otro de la unión:

$$i_T = \Delta q / \Delta t = (\Delta q / \Delta V_{AK}) \times (\Delta V_{AK} / \Delta t) = C_T (\Delta V_{AK} / \Delta t)$$

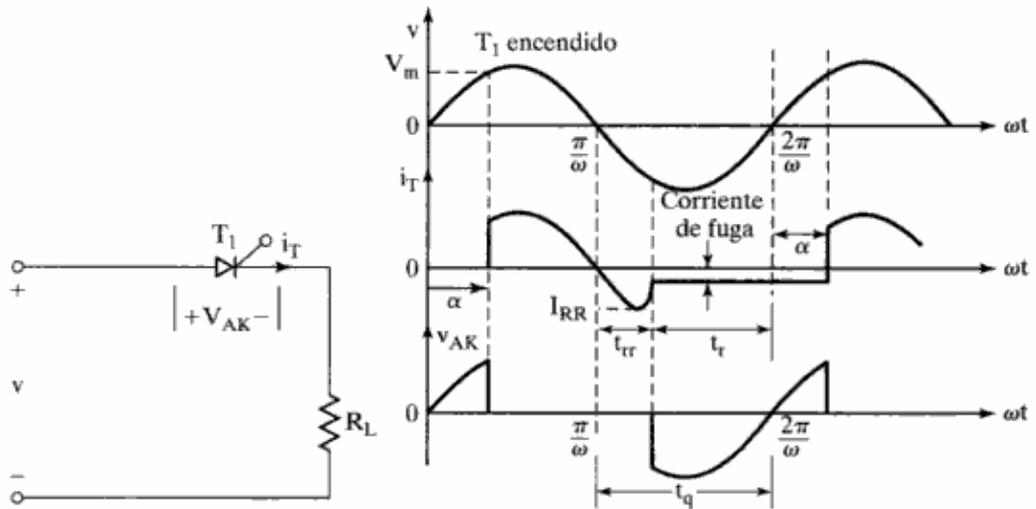
O sea, aparece una capacidad equivalente $C_T = \Delta q / \Delta V_{AK}$.

Por lo tanto, un valor muy grande de $\Delta V_{AK} / \Delta t$ puede producir accidentalmente el disparo.

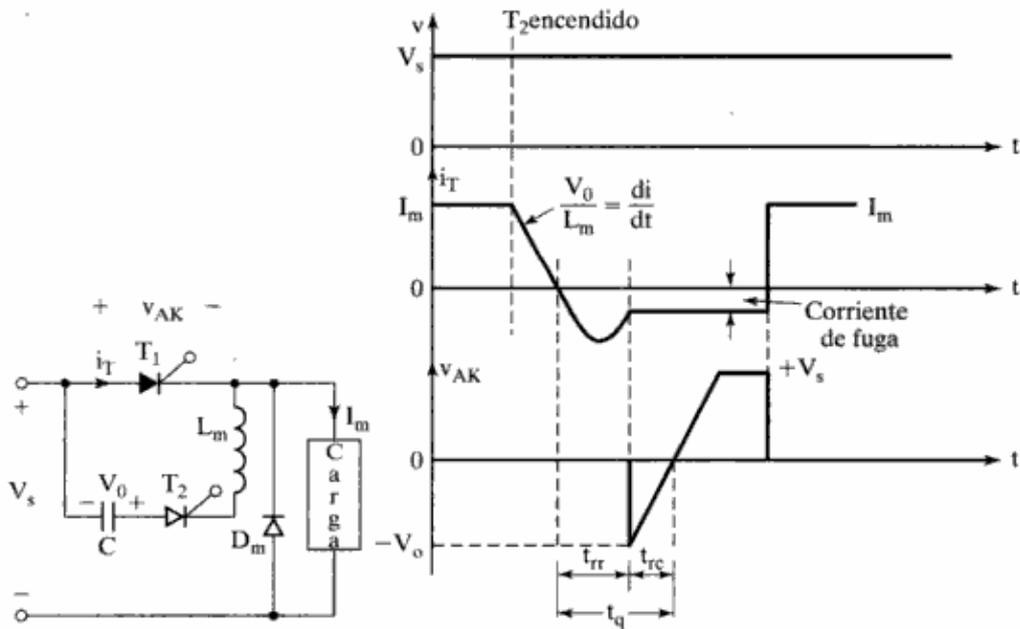
(2) Cuando una unión semiconductor está polarizada inversamente, hay una fuga de corriente inversa, que depende del material y de la temperatura. Si el voltaje VAK es muy grande, la corriente inversa es mayor, y también podría dispararse accidentalmente el tiristor.

(3) La corriente inversa aumenta al doble cada 14°C aproximadamente. Por lo tanto, un aumento en la temperatura, también podría producir un disparo accidental. Estos casos deben tenerse en cuenta en el diseño de circuitos con conmutadores de estado sólido.

(4) Los tiristores diseñados con ventanas transparentes permiten la creación electrón-agujero a partir de los fotones absorbidos por la unión semiconductor polarizada inversamente. Por lo tanto, mediante la luz también pueden dispararse tiristores. Este es el fundamento de los fototiristores o LASCR (light activated SCR).



(a) Circuito de tiristor conmutado por línea



(b) Circuito forzado de tiristor conmutado por línea

Gráfico 21: Circuitos de apagado para SCR.

Fuente: http://myweb.msos.edu/~jevtic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

1.5.23.- FUNCIONAMIENTO

El funcionamiento del tiristor se puede entender como un circuito simple formado por dos transistores bipolares:

(a) Cuando a un transistor bipolar *pnp* de silicio se le aplica un voltaje V_{BE} suficientemente negativo de base (B) a emisor (E) (menor que -0.6 V), o cuando a un transistor bipolar *npn* de Si se le aplica un voltaje V_{BE} suficientemente positivo de B a E (mayor que 0.6 V), el transistor conmuta de OFF a ON, es decir, se satura (conduce toda la corriente que el circuito y él mismo permitan, desde E hacia el colector C en el *pnp*, o desde C hacia E en el *npn*).

(b) Un transistor bipolar amplifica la corriente de base I_B aproximadamente en un parámetro B ("beta del transistor"), es decir, la corriente de colector es aproximadamente $I_C = B I_B$. Pero el parámetro beta depende de la corriente I_C .⁸

Ahora bien, considérese primero un tiristor al que solo se le aplica un voltaje $V_{AK} > 0$ V. Si se considera al tiristor como un transistor Tr1 *npn* de ganancia B_1 conectado con un transistor Tr2 *pnp* de ganancia B_2 como se esquematiza a la derecha de la figura siguiente, se observa que:

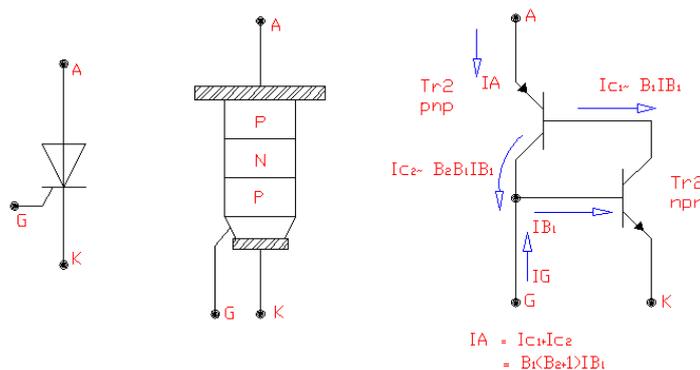


Gráfico 22: Funcionamiento del SCR.

Fuente: http://myweb.msos.edu/~jevtic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

⁸ Tomado de: http://www.profesormolina.com.ar/tutoriales/enica_pot.htm

(1) Inicialmente no hay conducción ($I_A = 0$ A, tiristor abierto, OFF).
 (2) Cuando se aplica un voltaje V_{GK} de G a K suficientemente positivo, una corriente de puerta I_G dispara al tiristor, comenzando la conducción desde A hacia K (conmuta de OFF a ON, tiristor cerrado).

(3) Después del disparo, cuando $I_G = 0$ A, la corriente de ánodo I_A del tiristor visto como 2 transistores, resulta aproximadamente igual a $I_A = B_1 (B_2 + 1) I_{B1}$.

Del análisis del circuito, se ve que durante la conducción las corrientes se ajustan para que $B_1 \times B_2 = 1$.⁹

(4) Mientras haya voltaje V_{AK} desde A hacia K suficientemente positivo, seguirá existiendo corriente I_A (aunque $I_G = 0$ A), ya que **la corriente de colector del Tr2 mantiene alimentada la base del Tr1**. Esta es la clave del funcionamiento de un SCR, que comienza a conducir desde A hacia K, por la señal que hubo en G. El funcionamiento del **TRIAC** en cada semiciclo AC, está basado en el funcionamiento del tiristor en DC. El triac puede estudiarse como dos tiristores conectados en anti-paralelo, pero con un solo electrodo de control G. De hecho, circuitos de potencia para corrientes AC superiores a 700 A, suelen implementarse con dos tiristores.

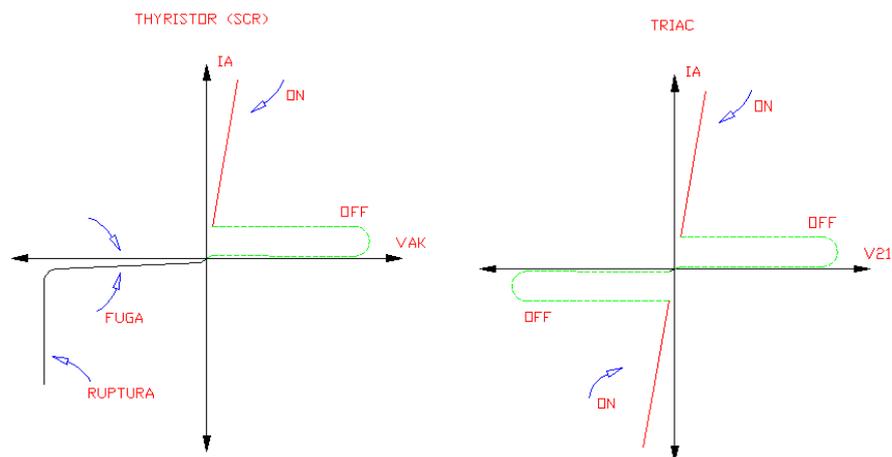


Gráfico 23: Curva característica V/I de tiristores.

Fuente: http://myweb.msoe.edu/~jevitic/EE444_F08/wp-content/myData/Lectures

⁹ Datos y apuntes de clase extraídos del artículo “ el Tiristor y el TRIAC” de *José Luis Giordano* , Septiembre 19, 2006 (Última revisión: Septiembre 19, 2006)

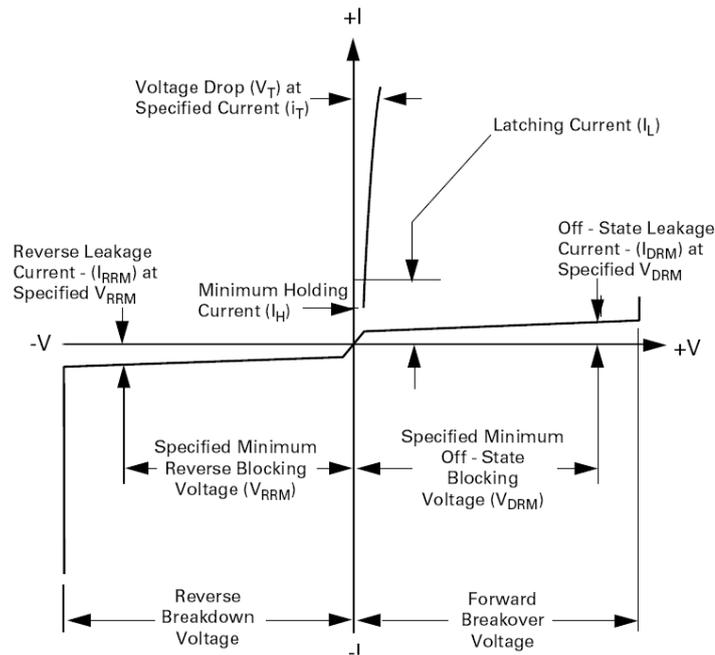


Gráfico 24: Curva V/I para el TRIAC

Fuente: <http://www.irf.com/indexsw.html>

En la figura anterior se muestran las correspondientes curvas características: I_A vs. V_{AK} : corriente de ánodo versus voltaje ánodo-cátodo para el SCR. I_2 vs. V_{21} : corriente en el MT2 versus voltaje entre MT2 y MT1, para el TRIAC, que resumen el comportamiento de estos componentes de conmutación. La zona de corte y saturación (OFF-ON), se encuentra en el cuadrante I para el dispositivo unidireccional (SCR) y en los cuadrantes I y III para el bidireccional (TRIAC). Se observa que el voltaje principal debe llegar a un cierto valor para producir el disparo. Este valor cambia según las condiciones en la puerta. Una vez disparado, el voltaje entre A y K (o entre MT2 y MT1) disminuye al valor de conducción, V_{ON} , que es de unos pocos volt (lo que sería 0 V en un interruptor perfecto). Este voltaje residual multiplicado por la corriente principal (I_A o I_2) determina la potencia que el encapsulado del componente debe disipar.

En la curva característica del SCR también se ve en el cuadrante III, una corriente inversa de fuga, y para un valor alto de voltaje inverso, la zona de ruptura, donde se destruiría el dispositivo.

1.5.24.- APLICACIONES DEL SCR.

Tiene variedad de aplicaciones entre ellas están las siguientes:¹⁰

Circuitos de retardo de tiempo.

Fuentes de alimentación reguladas.

Interruptores estáticos.

Controles de motores.

Recortadores de fase.

Inversores.

Cicloconvertidores.

Cargadores de baterías.

Circuitos de protección.

Controles de calefacción.

Controles de fase.

1.5.25.- CONMUTACIÓN DEL SCR.

Para que el SCR se apague el flujo corriente a través del dispositivo debe ser interrumpida, o minimizada por debajo del parámetro llamado *corriente mínima de sostenimiento (IH)* por un corto periodo de tiempo (típicamente entre 10 y 20uS) que es conocido como *tiempo de conmutación de apagado (tq)*.

Cuando es aplicado en circuitos AC o DC pulsantes, el dispositivo puede conmutar al final de cada semiciclo cuando la corriente cruza por cero.

Cuando es aplicado en circuitos puramente DC en aplicaciones como alarmas o circuitos de conmutación memorizada, el SCR puede ser reseteado manualmente interrumpiendo la corriente con un pulsador. Cuando es usado en VDF (**variable frequency drives**) o inversores, el SCR es electrónicamente forzado a apagarse usando circuitos de conmutación adicionales, como SCR pequeños y capacitores, los cuales momentáneamente aplican un voltaje inverso en oposición al SCR.¹¹

¹⁰ Tomado de la búsqueda de Wikipedia.com a SCR.

¹¹ Traducción del manual de operación del Accutrol 400 de Westinghouse.

En control de fase con SCR, el ángulo de fase, o también llamado el punto durante el semiciclo al cual el SCR fue disparado, determina la cantidad de corriente que fluye a través del dispositivo. Puede actuar como un switch de alta velocidad el cual se abre en la primera parte del ciclo y luego se cierra para permitir el flujo de potencia después que el pulso de disparo es dado. Existen 360° eléctricos en un ciclo, 180° en un semiciclo, el número de grados desde el inicio del ciclo desde que le SCR es encendido se llama *ángulo de disparo*, y el resto de grados que permanece conduciendo el SCR es conocido como *ángulo de conducción*.

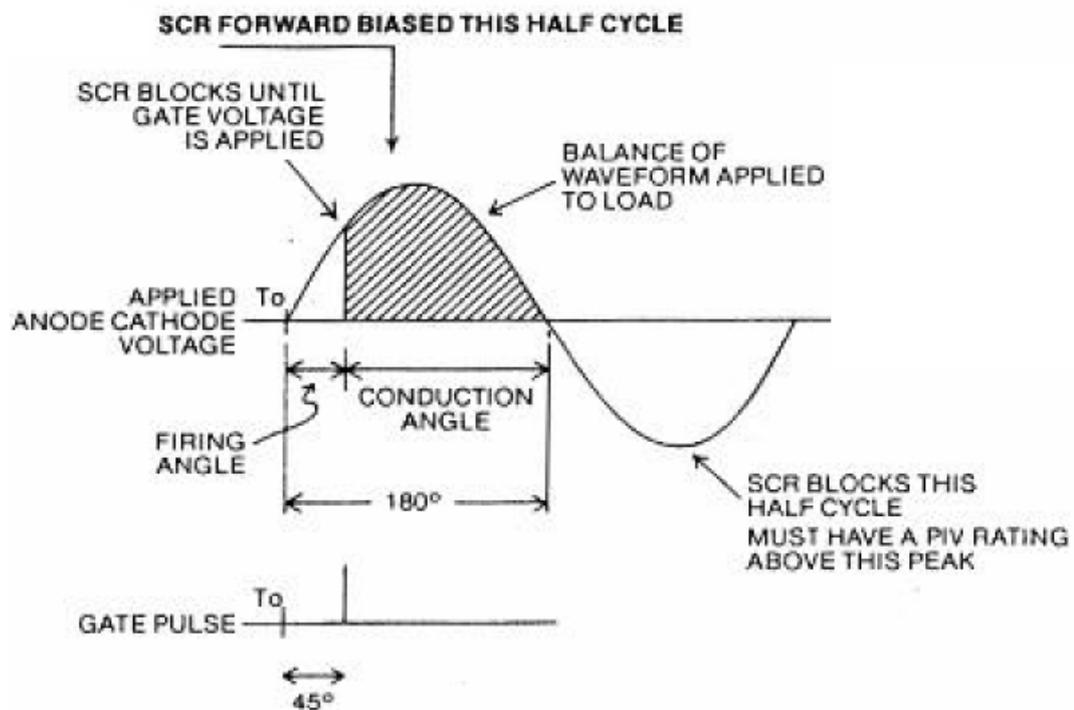


Gráfico 25: Partes de la onda siendo recortada

Fuente: <http://www.irf.com/indexnsw.html>

1.5.26.- LOS COMPONENTES DE DISPARO.

Finalmente hay que mencionar que así como el tiristor y el TRIAC son componentes DC y AC de conmutación (*switching devices*), existen componentes DC y AC de disparo (*triggering devices*), utilizados para disparar tiristores y a TRIACS.¹²

Dependiendo del circuito y de la aplicación, un tiristor se puede disparar con un conmutador unilateral de silicio (SUS, *silicon unilateral switch*), que dispara a un voltaje fijo entre 6 a 10 V. Otra opción es dispararlos con un transistor monounión (UJT, *unijunction transistor*), que dispara a diferentes voltajes, o un transistor monounión programable (PUT, *programmable unijunction transistor*). Otro componente utilizado es el diodo de 4 capas o *diodo Shockley*. También pueden dispararse con otro tiristor, ampolleta de neón, transistores, relays y a través de un transformador.

En un circuito AC, el triggering device (dispositivo de disparo) debe ser también bidireccional. Los triacs se pueden disparar con un elemento simétrico denominado DIAC (*diode altern current*), que posee un voltaje de disparo de aproximadamente + y - 32 V. En algunos casos se utiliza un disparador asimétrico, y como en los tiristores, un triac puede dispararse con otro triac, relays o a través de un transformador.

Tanto tiristores como triacs típicos, una vez disparados siguen conduciendo mientras haya voltaje y corriente. Pero cuando el voltaje entre los electrodos principales cruza por cero y/o desaparece la corriente, conmutan a OFF y hay que volver a dispararlos.

¹² Tomado del Weekly Newspaper de Teccor Electronics. Edición Abril 1999.

1.5.27.- EL DIAC.

Dispositivo semiconductor de dos terminales de estructura similar a la del transistor que presenta cierto tipo de conductividad biestable en ambos sentidos. Cuando las tensiones presentes en sus terminales son suficientemente altas se utiliza principalmente junto a los TRIACS que para el control en fase de los circuitos. Es un tipo de tiristor que puede conducir en los dos sentidos. Es un dispositivo de dos terminales que funciona básicamente como dos diodos Shockley que conducen en sentidos opuestos.

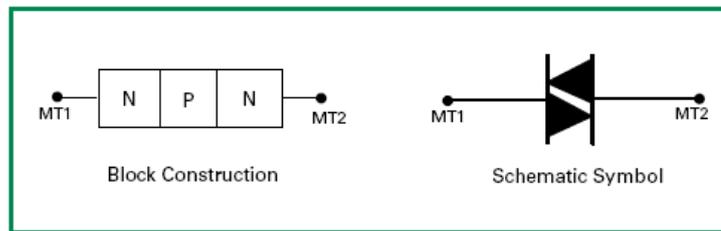


Gráfico 26: Símbolo y estructura del DIAC

Fuente: <http://www.littelfuse.com/design-support.html>

La curva de funcionamiento refleja claramente el comportamiento del diac, que funciona como un diodo Shockley tanto en polarización directa como en inversa. Cualquiera que sea la polarización del dispositivo, para que cese la conducción hay que hacer disminuir la corriente por debajo de la corriente de mantenimiento I_H . Las partes izquierda y derecha de la curva, a pesar de tener una forma análoga, no tienen por qué ser simétricas.

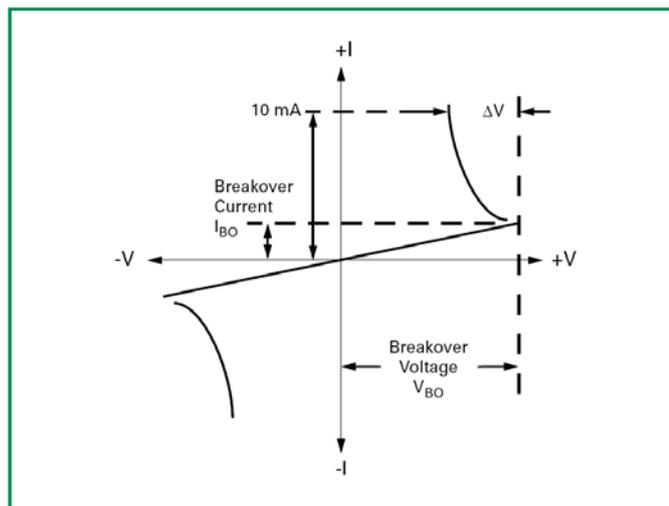


Gráfico 27: Curva V/I del DIAC

Fuente: <http://www.littelfuse.com/design-support.html>

1.5.28.- EL TRIAC.

El TRIAC es un dispositivo semiconductor de tres terminales que se usa para controlar el flujo de corriente promedio a una carga, con la particularidad de que conduce en ambos sentidos y puede ser bloqueado por inversión de la tensión o al disminuir la corriente por debajo del valor de mantenimiento. El TRIAC puede ser disparado independientemente de la polarización de puerta, es decir, mediante una corriente de puerta positiva o negativa.

1.5.29.- DESCRIPCIÓN GENERAL

Cuando el TRIAC conduce, hay una trayectoria de flujo de corriente de muy baja resistencia de una terminal a la otra, dependiendo la dirección de flujo de la polaridad del voltaje externo aplicado. Cuando el voltaje es más positivo en MT2, la corriente fluye de MT2 a MT1 en caso contrario fluye de MT1 a MT2. En ambos casos el TRIAC se comporta como un interruptor cerrado. Cuando el TRIAC deja de conducir no puede fluir corriente entre las terminales principales sin importar la polaridad del voltaje externo aplicado por tanto actúa como un interruptor abierto.

Debe tenerse en cuenta que si se aplica una variación de tensión importante al TRIAC (dv/dt) aún sin conducción previa, el TRIAC puede entrar en conducción directa.

1.5.30.- CONSTRUCCIÓN BÁSICA, SÍMBOLO, CONFIGURACIÓN.

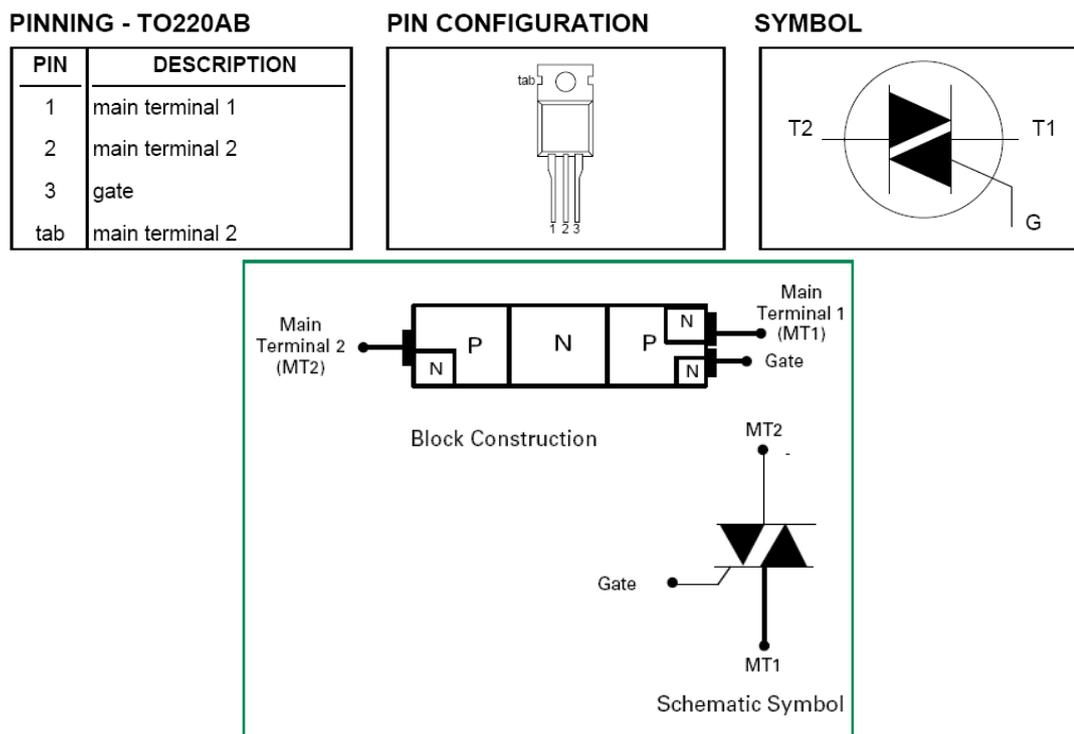


Gráfico 28: Esquemático y constructivo del TRIAC
 Fuente: <http://www.littelfuse.com/design-support.html>

La estructura contiene seis capas semiconductoras, aunque funciona siempre como un tiristor de cuatro capas. En sentido MT2-MT1 conduce a través de P1N1P2N2 y en sentido MT1-MT2 a través de P2N1P1N4. La capa N3 facilita el disparo con intensidad de puerta negativa. La complicación de su estructura lo hace más delicado que un SCR en cuanto a di/dt y capacidad para soportar sobre intensidades.

Se fabrican para intensidades de 1 hasta unos 2000 Amperios eficaces y desde 400 a 2000 V de tensión de pico repetitivo. Los TRIACS son fabricados para funcionar a frecuencias bajas, los fabricados para trabajar a frecuencias medias son denominados *alternistores*. En la figura anterior se muestra el símbolo esquemático e identificación de las terminales de un TRIAC, la nomenclatura Ánodo 2 (A2) y Ánodo 1 (A1) pueden ser reemplazados por Terminal Principal 2 (MT2) y Terminal Principal 1 (MT1) respectivamente. El TRIAC actúa como dos rectificadores controlados de silicio (SCR) en paralelo, este dispositivo es equivalente a dos latches.¹³

¹³ Tomado del ebook "Tiristores y triacs" por Henri Lilem.

La siguiente gráfica describe la característica tensión – corriente del Triac. Muestra la corriente a través del Triac como una función de la tensión entre los ánodos MT₂ y MT₁. El punto V_{BD} (tensión de ruptura) es el punto por el cual el dispositivo pasa de una resistencia alta a una resistencia baja y la corriente, a través del Triac, crece con un pequeño cambio en la tensión entre los ánodos.

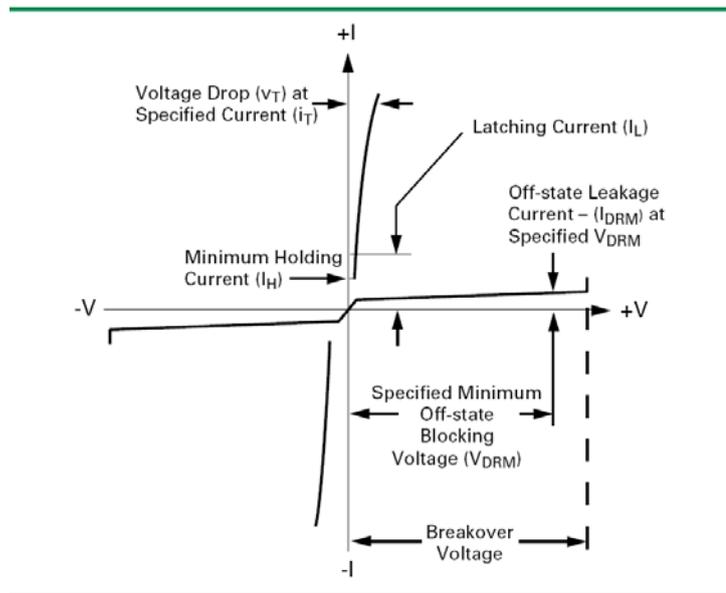


Gráfico 29: Curva V/I del TRIAC

Fuente: <http://www.littelfuse.com/design-support.html>

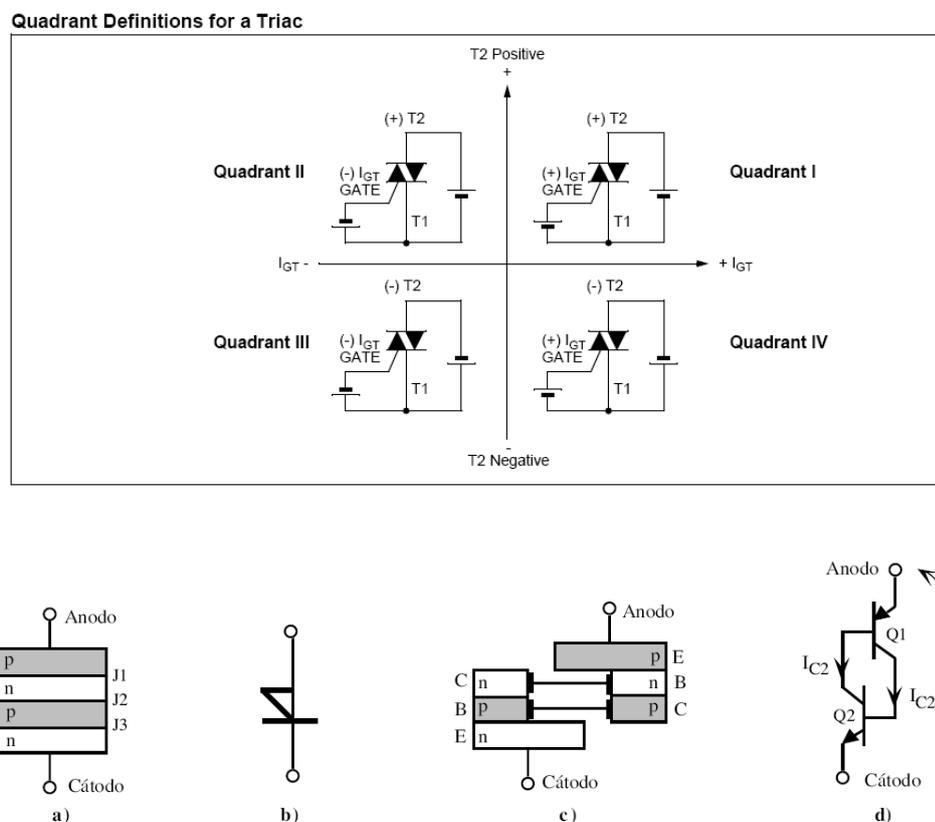
El Triac permanece en estado encendido hasta que la corriente disminuye por debajo de la corriente de mantenimiento I_H . Esto se realiza por medio de la disminución de la tensión de la fuente. Una vez que el Triac entra en conducción, la compuerta no controla más la conducción, por esta razón se acostumbra dar un pulso de corriente corto y de esta manera se impide la disipación de energía sobrante en la compuerta.

El mismo proceso ocurre con respecto al tercer cuadrante, cuando la tensión en el ánodo MT₂ es negativa con respecto al ánodo MT₁ y obtenemos la característica invertida. Por esto es un componente simétrico en cuanto a conducción y estado de bloqueo se refiere, pues la característica en el cuadrante I de la curva es igual a la del cuadrante III.

1.5.31 MÉTODOS DE DISPARO DEL TRIAC.

Como hemos dicho, el Triac posee dos ánodos denominados (MT1 y MT2) y una compuerta G.

La polaridad de la compuerta G y la polaridad del ánodo 2, se miden con respecto al ánodo 1. El Triac puede ser disparado en cualquiera de los dos cuadrantes I y III mediante la aplicación entre los terminales de compuerta G y MT1 de un impulso positivo o negativo. Esto le da una facilidad de empleo grande y simplifica mucho el circuito de disparo. Veamos cuáles son los fenómenos internos que tienen lugar en los cuatro modos posibles de disparo.



Diodo de cuatro capas: a) Estructura, b) símbolo, c) estructura equivalente y d) modelo de conducción.

Gráfico 30: Definición de cuadrantes, estructura y equivalente

Fuente: <http://www.littelfuse.com/design-support.html>

1 – El primer modo del primer cuadrante designado por I (+), es aquel en que la tensión del ánodo MT2 y la tensión de la compuerta son positivas con respecto al ánodo MT1 y este es el modo más común (Intensidad de compuerta entrante).

La corriente de compuerta circula internamente hasta MT1, en parte por la unión P2N2 y en parte a través de la zona P2. Se produce la natural inyección de electrones de N2 a P2, que es favorecida en el área próxima a la compuerta por la caída de

tensión que produce en P2 la circulación lateral de corriente de compuerta. Esta caída de tensión se simboliza en la figura 31 por signos + y - . Parte de los electrones inyectados alcanzan por difusión la unión P2N1 que bloquea el potencial exterior y son acelerados por ella iniciándose la conducción.

2 – El segundo modo, del tercer cuadrante, y designado por **III (-)** es aquél en que la tensión del ánodo MT2 y la tensión de la compuerta son negativos con respecto al ánodo MT1 (Intensidad de compuerta saliente).

Se dispara por el procedimiento de puerta remota, conduciendo las capas P2N1P1N4. La capa N3 inyecta electrones en P2 que hacen más conductora la unión P2N1. La tensión positiva de T1 polariza el área próxima de la unión P2N1 más positivamente que la próxima a la puerta. Esta polarización inyecta huecos de P2 a N1 que alcanzan en parte la unión N1P1 y la hacen pasar a conducción.

3 – El tercer modo del cuarto cuadrante, y designado por **I(-)** es aquél en que la tensión del ánodo MT2 es positiva con respecto al ánodo MT1 y la tensión de disparo de la compuerta es negativa con respecto al ánodo MT1(Intensidad de compuerta saliente). El disparo es similar al de los tiristores de puerta de unión. Inicialmente conduce la estructura auxiliar P1N1P2N3 y luego la principal P1N1P2N2.

El disparo de la primera se produce como en un tiristor normal actuando T1 de puerta y P de cátodo. Toda la estructura auxiliar se pone a la tensión positiva de T2 y polariza fuertemente la unión P2N2 que inyecta electrones hacia el área de potencial positivo. La unión P2N1 de la estructura principal, que soporta la tensión exterior, es invadida por electrones en la vecindad de la estructura auxiliar, entrando en conducción.

4 – El cuarto modo del segundo cuadrante y designado por **III(+)** es aquél en que la tensión del ánodo T2 es negativa con respecto al ánodo MT1, y la tensión de disparo de la compuerta es positiva con respecto al ánodo MT1(Intensidad de compuerta entrante). El disparo tiene lugar por el procedimiento llamado de puerta remota. Entra en conducción la estructura P2N1P1N4. La inyección de N2 a P2 es igual a la descrita en el modo I (+). Los que alcanzan por difusión la unión P2N1 son absorbidos por su potencial de unión, haciéndose más conductora. El potencial

positivo de puerta polariza más positivamente el área de unión P2N1 próxima a ella que la próxima a T1, provocándose una inyección de huecos desde P2 a N1 que alcanza en parte la unión N1P1 encargada de bloquear la tensión exterior y se produce la entrada en conducción.

El estado I (+), seguido de III (-) es aquél en que la corriente de compuerta necesaria para el disparo es mínima. En el resto de los estados es necesaria una corriente de disparo mayor. El modo III (+) es el de disparo más difícil y debe evitarse su empleo en lo posible. En general, la corriente de encendido de la compuerta, dada por el fabricante, asegura el disparo en todos los estados.

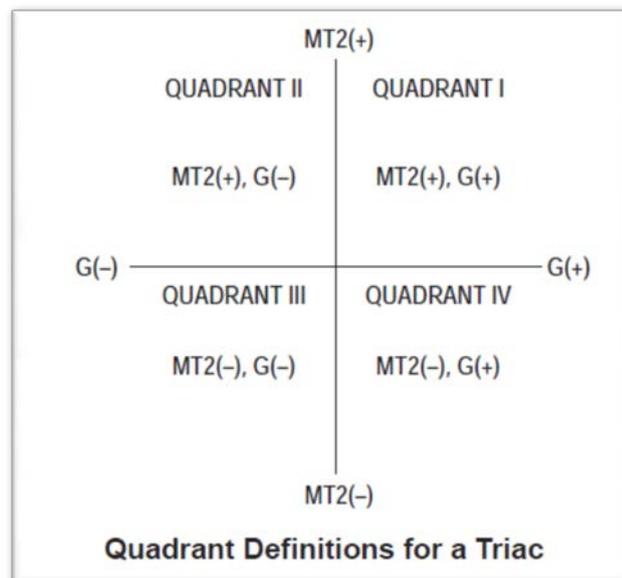


Gráfico 31: Definición de cuadrantes
Fuente: www.onsemi.com

1.5.32.- FORMAS DE ONDA DE LOS TRIACS.

La corriente promedio entregada a la carga puede variarse alterando la cantidad de tiempo por ciclo que el Triac permanece en el estado encendido. Si permanece una parte pequeña del tiempo en el estado encendido, el flujo de corriente promedio a través de muchos ciclos será pequeño, en cambio si permanece durante una parte grande del ciclo de tiempo encendido, la corriente promedio será alta. Un Triac no está limitado a 180° eléctricos de conducción por ciclo. Con un arreglo adecuado del disparador, puede conducir durante el total de los 360° eléctricos del ciclo. Por tanto proporciona control de corriente de onda completa, en lugar del control de media onda que se logra con un SCR.

Las formas de onda de los Triacs son muy parecidas a las formas de onda de los SCR, a excepción de que pueden dispararse durante el semiciclo negativo. En la gráfica 33 se muestran las formas de onda tanto para el voltaje de carga como para el voltaje del Triac (a través de los terminales principales) para dos condiciones diferentes.

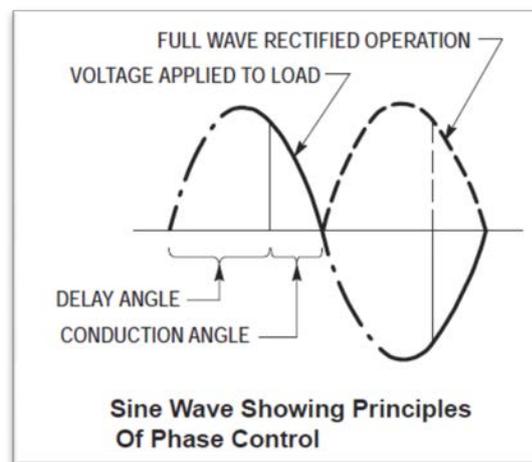
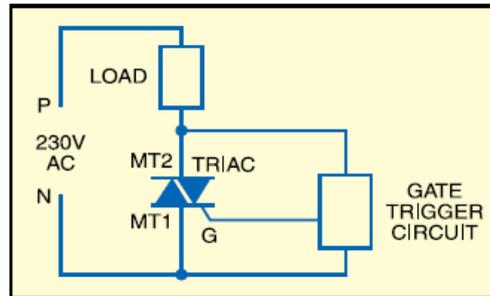


Gráfico 32: Partes de la senoide en el control con TRIAC

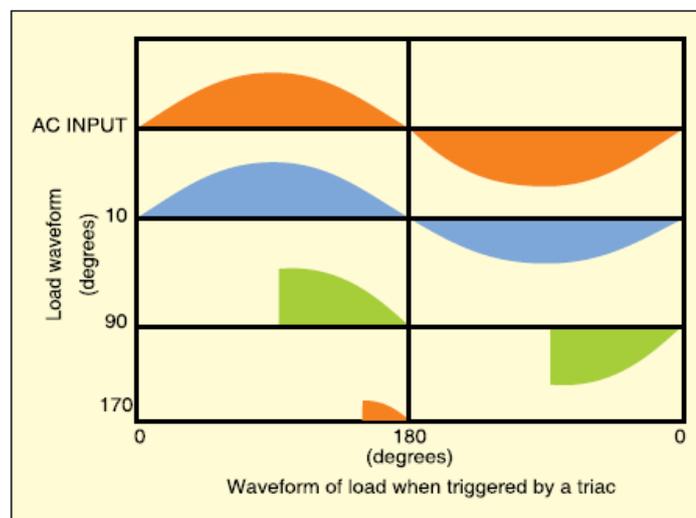
Fuente: www.onsemi.com

Las formas de onda muestran apagado el Triac durante los primeros 30° de cada semiciclo, durante estos 30° el Triac se comporta como un interruptor abierto, durante este tiempo el voltaje completo de línea se cae a través de las terminales principales del Triac, sin aplicar ningún voltaje a la carga. Por tanto no hay flujo de corriente a través del Triac y la carga. La parte del semiciclo durante la cual existe esta situación se llama ángulo de retardo de disparo.

Después de transcurrido los 30°, el Triac dispara y se vuelve como un interruptor cerrado y comienza a conducir corriente a la carga, esto lo realiza durante el resto del semiciclo. La parte del semiciclo durante la cual el Triac está encendido se llama ángulo de conducción.



Phase triggering



Gráficos 33 y 34: Disparo y control de fase con TRIAC

Fuente: www.onsemi.com



Gráfico 35: Algunos modelos de TRIACs

Fuente: Autores

1.5.33.- DISIPADORES TÉRMICOS:

Las potencias manejadas por los dispositivos semiconductores, transistores, TRIAC, MOSFET, reguladores de tensión, etc., es en muchos casos de una magnitud considerable. Además, el problema se agrava teniendo en cuenta que el tamaño de tales dispositivos es muy pequeño, lo que dificulta la evacuación del calor producido. Un cuerpo que conduce una corriente eléctrica pierde parte de energía en forma de calor por efecto Joule. En el caso de los semiconductores, se manifiesta principalmente en la unión PN, y si la temperatura aumenta lo suficiente, se produce la fusión térmica de la unión, inutilizando el dispositivo. Los dispositivos de potencia reducida, disipan el calor a través de su encapsulado hacia el ambiente, manteniendo un flujo térmico suficiente para evacuar todo el calor y evitar su destrucción. En los dispositivos de más potencia, la superficie del encapsulado no es suficiente para poder evacuar adecuadamente el calor disipado. Se recurre para ello a los radiadores (heatsinks en inglés), que proporcionan una superficie adicional para el flujo térmico.

PROPAGACIÓN DEL CALOR.- El calor se transmite mediante tres formas conocidas: radiación, convección y conducción. Por radiación recibimos los rayos del sol. La radiación no necesita un medio material para propagarse, puede hacerlo a través del vacío. Todo cuerpo con una temperatura superior a los cero grados absolutos (kelvin) produce una emisión térmica por radiación, pero en el caso que nos ocupa es de una magnitud despreciable, y por tanto no se tiene en cuenta la emisión por radiación. La convección es un fenómeno que atañe a fluidos, tales como el aire o el agua. Favorece la propagación del calor en estos cuerpos, que son de por sí muy buenos aislantes térmicos. Un cuerpo caliente sumergido en aire, hace que las capas próximas al mismo se calienten, lo que a su vez ocasiona una disminución de su densidad, y por esto se desplazará esta masa de aire caliente hacia estratos más elevados dentro del recinto. Inmediatamente, el "hueco" que ha dejado este aire es ocupado por aire más frío, y así se repite el ciclo, generando corrientes convectivas que facilitan el flujo térmico. Este mismo fenómeno se da en el agua, o cualquier líquido o gas. La transmisión por conducción se manifiesta más obviamente en cuerpos sólidos.

Curiosamente los cuerpos que son buenos conductores eléctricos, también lo son térmicos, y se explica a nivel subatómico. El cobre, la plata, níquel, aluminio, oro, etc., son excelentes conductores. Si aplicamos una llama a una barra de cobre, enseguida notaremos el calor por el extremo que lo agarramos. Este calor se ha propagado por conducción. En la disipación de calor de los semiconductores, solamente consideramos los dos últimos tipos de propagación: convección y conducción.

ANALOGÍA ELÉCTRICA.- Se puede establecer una correspondencia entre la Ley de Ohm y la propagación térmica mediante la siguiente tabla de equivalencias:

ANALOGÍA TÉRMICA - LEY DE OHM	
intensidad (I)	calor (W)
tensión (V)	temperatura (T)
resistencia (R)	Resistencia térmica (R)
$V = IR$	$T = WR$

Tabla 4: Analogía de la ley de OHM

Fuente: Autores

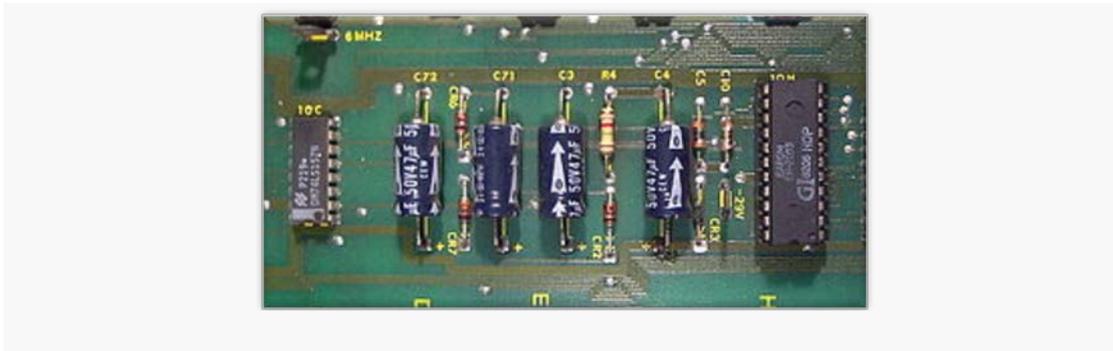
Las unidades son W (vatios), T (°C, grados centígrados) y R (°C/W).

La asociación de resistencias térmicas es igual que la asociación de resistencias. En serie, sumamos los valores de cada R, de manera que la resistencia térmica equivalente es mayor que cada una de las resistencias por separado. Lógicamente, cuanto mayor es la resistencia térmica, mayor dificultad para el flujo de calor.

1.5.34.- CIRCUITOS MULTIPLICADORES.

Los circuitos multiplicadores son redes de diodos y condensadores que a partir de una tensión alterna proporcionan una tensión continua muy alta. Normalmente se suelen denominar por el factor multiplicador que tienen (triplicador, cuadruplicador).

Existen controladores integrados para multiplicadores de tensión, que sólo necesitan condensadores externos para proporcionar tensiones reguladas con o sin limitación de corriente. Pudiendo proporcionar tanto tensiones positivas como negativas. Su principal inconveniente consiste en que sólo permitan corrientes medias o bajas, debido a que utilizan condensadores como elementos de paso de corriente y con valores razonables de condensadores, se obtienen impedancias bastante elevadas.



Gráfica 36: Los diodos y condensadores forman un multiplicador de tensión (-28V)

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:Vmult.JPG>

1.5.35.- APLICACIONES.

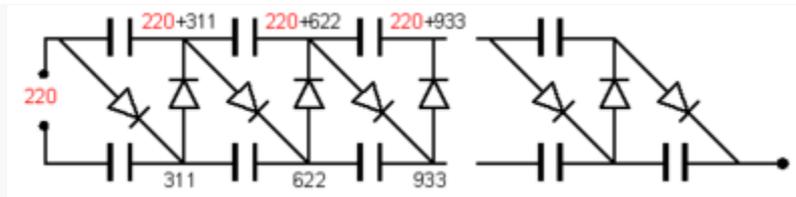
Se suelen usar para conseguir altas tensiones partiendo de tensiones bajas. Normalmente trabajan como parte de los circuitos polarizadores de las válvulas termoiónicas y siempre acompaña a los tubos de rayos catódicos de los televisores en color (últimas válvulas que todavía siguen utilizándose extensamente).

Se han utilizado ampliamente para proporcionar las tensiones estándar RS232 a partir de 5V solamente. El oscilador y la bomba de tensión van integrados en el circuito de interfaz. Los primeros (como el MAX232 y similares) necesitaban condensadores externos, pero el aumento de la frecuencia del oscilador ha permitido integrarlos también en el mismo chip.

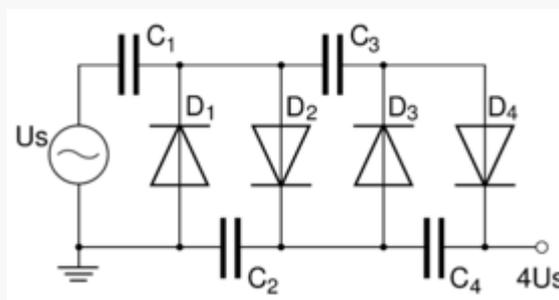
Circuitos NMOS como el microprocesador NS16032 (posteriormente NS32016) contenía uno para generar una polarización interna y funcionar a 5V; Necesitaba un

condensador externo. También algunas EEPROM incluían un multiplicador de tensión con el mismo fin. Estas no necesitaban condensador externo y permitían la grabación de datos a 5V.

MULTIPLICADOR DE TENSIÓN.



Multiplicador de tensión con una fuente de 220 VCA



Multiplicador de tensión de cuatro etapas

Gráfica 37: Multiplicadores de voltaje.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:Vmult.JPG>

Un multiplicador de tensión es un circuito eléctrico que convierte tensión desde una fuente de corriente alterna a otra de corriente continua de mayor voltaje mediante etapas de diodos y condensadores.

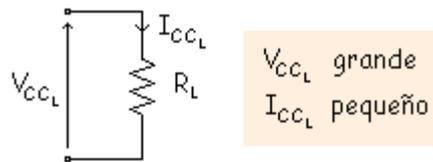
La figura muestra un multiplicador de tensión con diodos ideales y condensadores de capacidad infinita. Las cifras en rojo muestran los valores de tensión alterna (RMS), mientras que las negras son la componente continua en cada etapa. Evidentemente, invirtiendo los diodos se obtienen tensiones negativas.

Advertencia: Un multiplicador de tensión sin carga con una impedancia se comporta como un condensador, pudiendo proporcionar transitorios de elevada corriente, lo que los hace peligrosos cuando son de alta tensión. Habitualmente se agrega una resistencia en serie con la salida para limitar este transitorio a valores seguros, tanto para el propio circuito como ante accidentes eventuales.

Mientras esta configuración puede ser utilizada para generar miles de voltios a la salida, los componentes de las etapas individuales no requieren soportar toda la tensión sino solo el voltaje entre sus terminales, esto permite aumentar la cantidad de etapas según sea necesario sin aumentar los requerimientos individuales de los componentes.

1.5.36.- USOS DE MULTIPLICADOR DE TENSIÓN

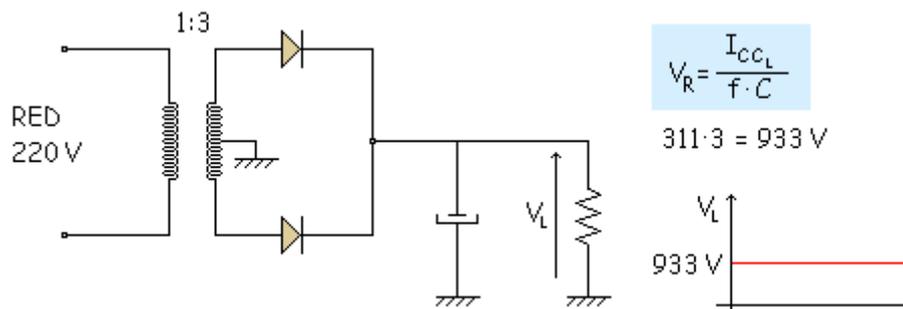
Este circuito se utiliza para la generación del alto voltaje requerido en los tubos de rayos catódicos, tubos de rayos X, para alimentar fotomultiplicadores para detectores de rayos gamma. También se utiliza para la generación de altos voltajes para experimentos de física de alta energía. A veces hay cargas que necesitan una tensión muy alta y que absorben una corriente pequeña. Como el siguiente caso



Gráfica 38: Simplificación de modelo

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:Vmult.JPG>

Por ejemplo un tubo de rayos catódicos (TV, monitor de ordenador, osciloscopio). Entonces hay que elevar la tensión de la red. Primero se pone un transformador elevador con todos los diodos y condensadores que necesite.



Gráfica 39: Multiplicador con transformador.

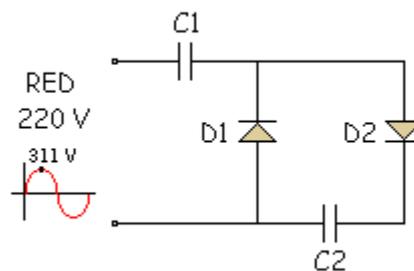
Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:Vmult.JPG>

Y tenemos un rizado casi nulo. El mayor problema es que el transformador elevador sería muy voluminoso porque necesitaría muchas espiras, además el campo eléctrico sería grande, V_{IP} del diodo también ($V_{IP} = 2V_{pico} = 2 \cdot 933 = 1833 \text{ V}$ en inversa), mucha tensión en el capacitor.

Por eso no se usa un transformador elevador sino que se utiliza un multiplicador de tensión. Hay varios tipos de multiplicadores de tensión, nosotros analizaremos estos cuatro:

- EL DOBLADOR DE TENSIÓN
- EL DOBLADOR DE TENSIÓN DE ONDA COMPLETA
- EL TRIPLICADOR
- EL CUADRIPLICADOR

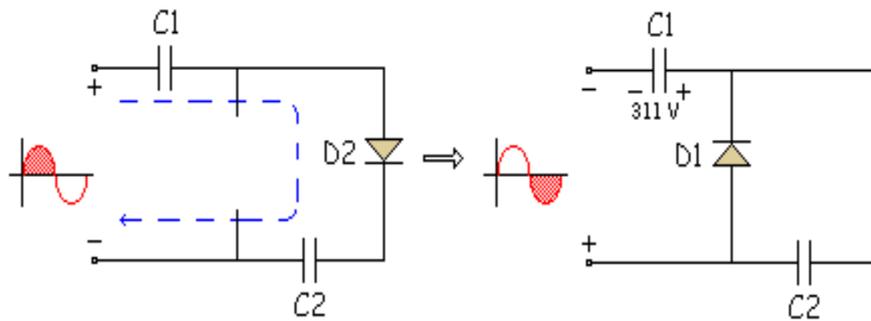
1.5.37.- DOBLADOR DE TENSIÓN.



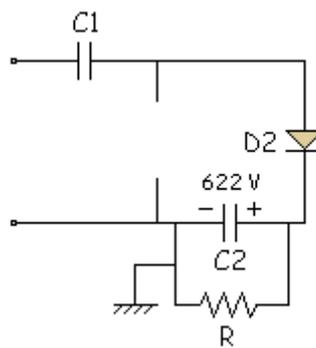
Gráfica 40: Doblador de tensión.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:Vmult.JPG>

Para comenzar a analizar este tipo de circuitos es interesante tener en cuenta este artificio, empezamos en el semiciclo (malla) donde se cargue un solo condensador.



Entonces nos queda de esta forma si ponemos la carga en C2:

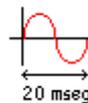


Gráfica 41: Artificio en el doblador de tensión.

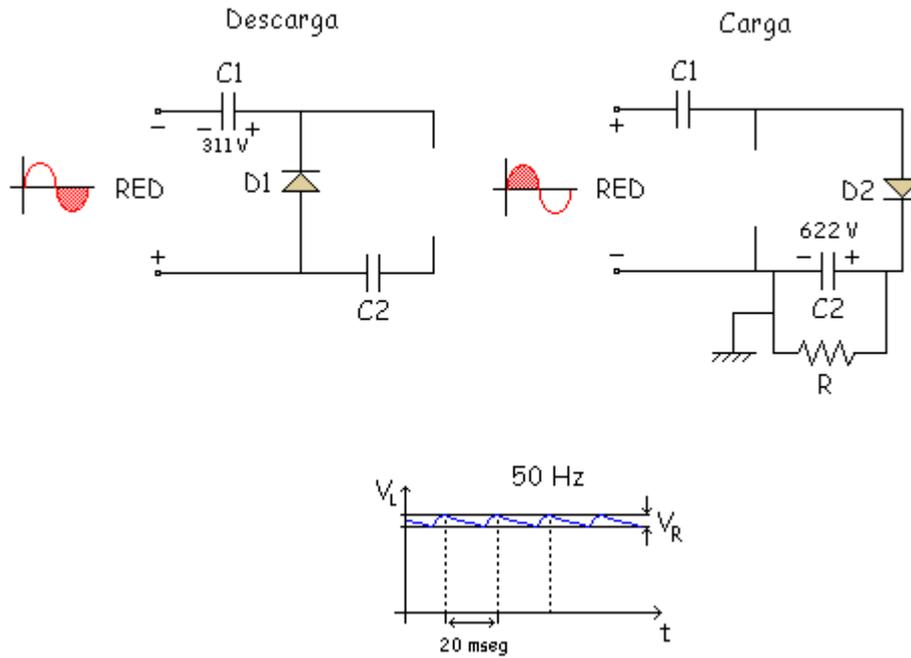
Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:Vmult.JPG>

La tierra se coloca en el borne negativo del condensador, se carga C2 a 622 V. Y como se ve, si se conectan los bornes a C2, esto es un doblador de tensión. Como la corriente de descarga es pequeña, el C2 se descarga despacio con una constante de tiempo de valor:

$$\tau \gg 20 \text{ mseg}$$



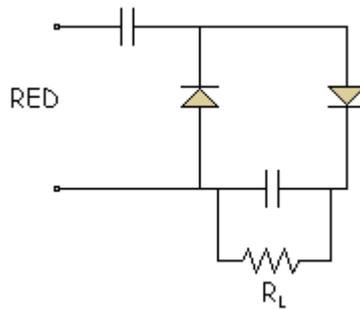
Resumiendo tenemos:



Gráfica 42: Artificios de análisis.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:>

Como es de 50 Hz se puede decir que es un "Doblador de tensión de media onda". Si cambiamos un poco el circuito tendremos otro ejemplo:

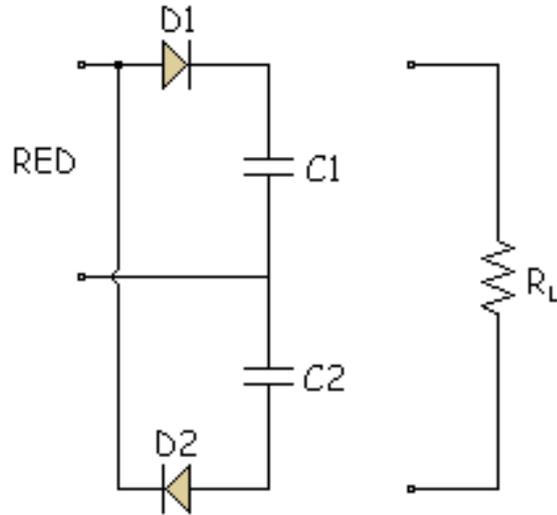


Gráfica 43: Artificios de análisis.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:>

1.5.38.- DOBLADOR DE TENSIÓN DE ONDA COMPLETA.

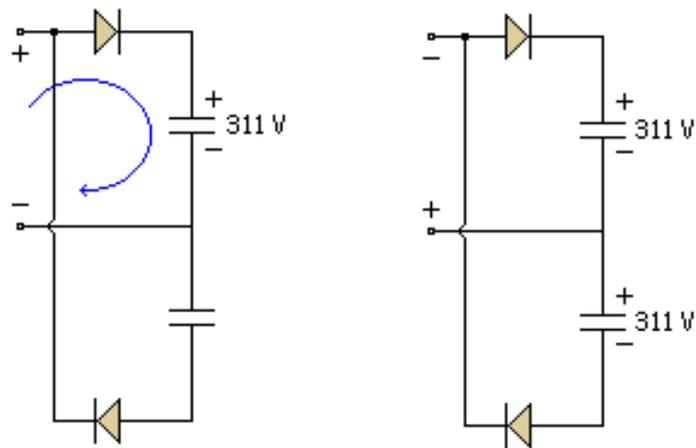
Quitamos la carga para analizarlo.



Gráfica 44: Artificios de análisis.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:>

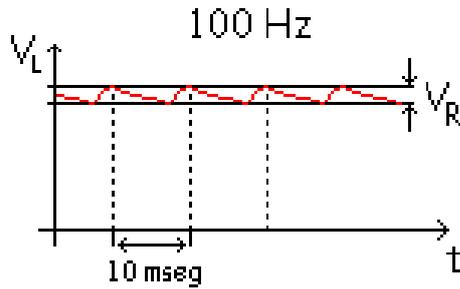
Como ya se ha dicho antes empezamos por donde haya un solo condensador.



Gráfica 45: Artificios de análisis.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:>

Si representamos V_L en función del tiempo.



Gráfica 46: Artificios de análisis.

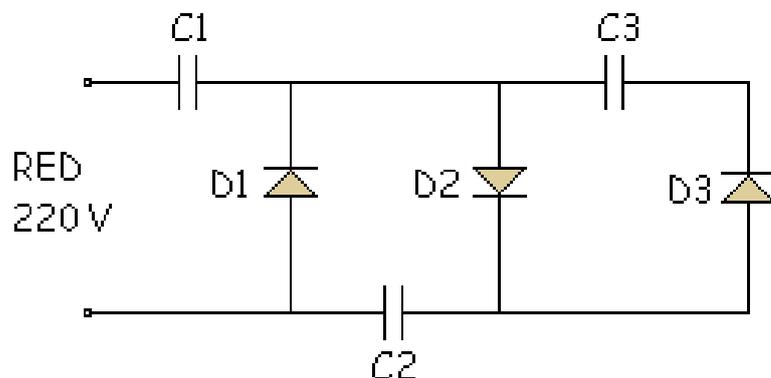
Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:>

Primero uno luego el otro, se van turnando los 2 condensadores, como cada uno es de 50 Hz los 2 a la vez son 100 Hz.

Este circuito tiene una ventaja respecto al anterior: El rizado es más pequeño. La desventaja radica en que no sabemos dónde colocar la tierra, en el caso anterior lo teníamos fácil, pero ahora si ponemos debajo de RL no hay ningún borne de la red a tierra.

Si conectamos una carga también a tierra puede haber un cortocircuito.

1.5.39.- TRIPLICADOR DE VOLTAJE.

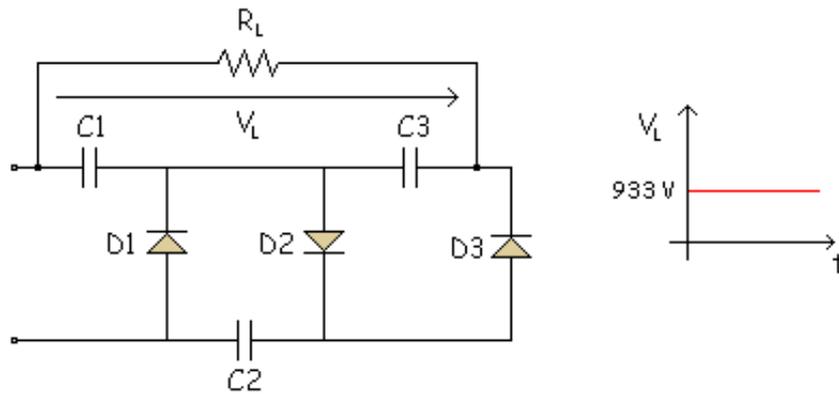


Gráfica 47: Triplicador de voltaje.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:>

El principio es idéntico: Semiciclo negativo se carga C1, semiciclo positivo se carga C2 a 622 V, semiciclo negativo se carga C3 a 622 V, 2 veces el pico.

Ahora elegimos los bornes para sacar:



Gráfica 48: Artificios de análisis.

Fuente: <http://es.wikipedia.org/wiki/Archivo:>

Con esto se puede hacer un doblador y un triplicador dependiendo de donde se colocan los bornes. Y tenemos 933 V a la salida.

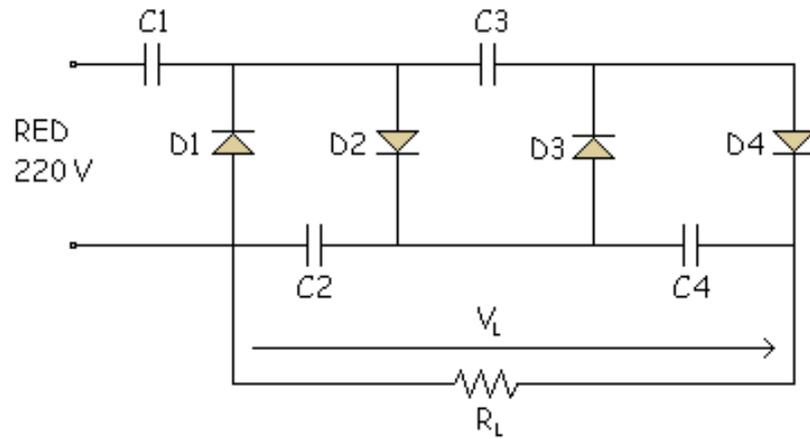
El artificio consiste en que la constante de tiempo de descarga sea:

$$\tau \gg 20 \text{ mseg} \quad \tau = R_L \cdot (C1 + C3)$$

Y si a este circuito se le añade una etapa más (diodo y condensador) se convierte en un cuádruplicador.

1.5.40.- CUADRIPLICADOR DE VOLTAJE.¹⁴

Es como los anteriores, y la tensión se toma como se ve en la figura 49:



Gráfica 49: Cuadruplicador de voltaje-

¹⁴ Tomado de; http://en.wikipedia.org/wiki/Voltage_multiplier

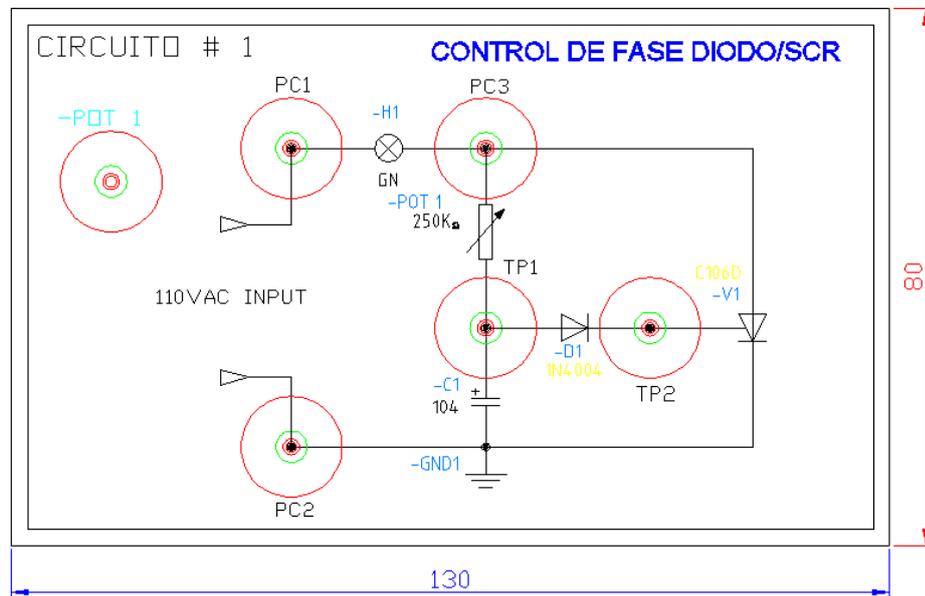
CAPÍTULO # 2

ANÁLISIS DE CIRCUITOS MONOFÁSICOS DE CONTROL ANGULAR DE FASE.

- ❖ SCR**
- ❖ TRIACS**
- ❖ DIACS**
- ❖ DIODOS**

2.1.- CIRCUITO # 1.

CONTROL DE FASE DIODO/SCR.



Gráfica 50: Control de Fase Diodo/SCR (Diagrama CAD)

Fuente: Los autores

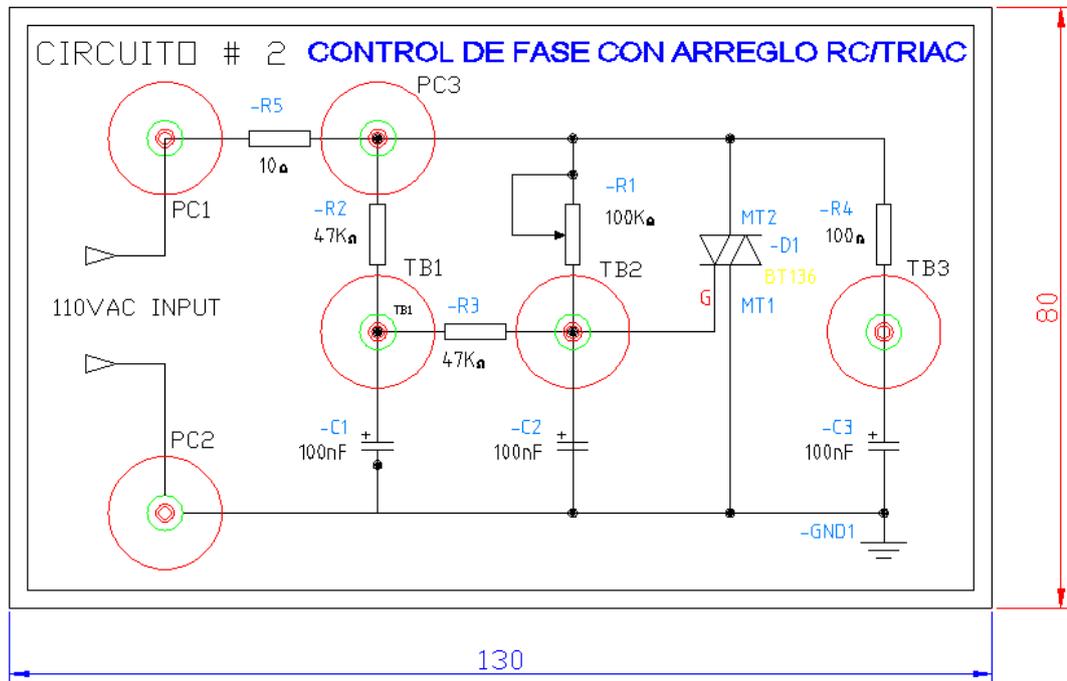
Se usa principalmente para controlar la potencia que se entrega a una carga. (En el caso de la figura es un bombillo o foco). La fuente de voltaje puede ser de 110VAC., 120VAC, 240VAC. , etc. La potencia suministrada a la carga se controla variando el ángulo de conducción.¹

El circuito RC produce un corrimiento de la fase entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador que es la que suministra la corriente a la compuerta del SCR. Como R es un potenciómetro, el valor resistivo puede variar y así producir un corrimiento de fase ajustable, que causará que la entrega de potencia a la carga (el bombillo) también sea variable. Con esto se logra que la intensidad de la luz en el bombillo varíe. El diodo en la compuerta del SCR se usa para bloquear la tensión de compuerta durante el ciclo negativo (de 180° a 360°).

¹ Tomado del web site: www.unicrom.com

2.2.- CIRCUITO # 2.

CONTROL DE FASE CON ARREGLO RC/TRIAC.



Gráfica 51: Control de Fase RC/TRIAC (Diagrama CAD)

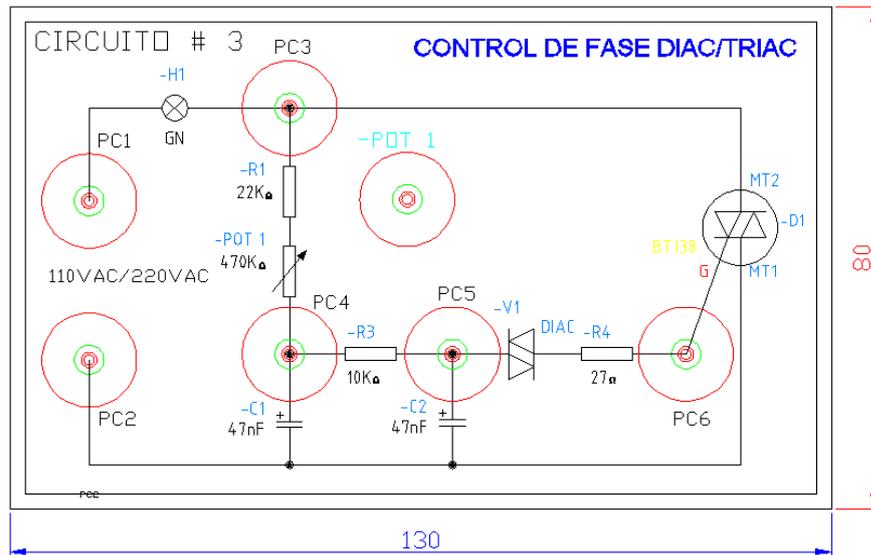
Fuente: Los autores

Muchos circuitos reguladores de potencia tienen un punto de encendido y apagado que no coincide (a este fenómeno se le llama histéresis), y es común en los TRIACS. Para corregir este defecto se ha incluido en el circuito las resistencias R1, R2 y C1.

El conjunto R3 y C3 se utiliza para filtrar picos transitorios de alto voltaje que pudieran aparecer. El conjunto de elementos P (potenciómetro) y C2 son los necesarios mínimos para que el Triac sea disparado. El Triac controla el paso de la corriente alterna a la carga conmutando entre los estados de conducción (pasa corriente) y corte (no pasa corriente) durante los semiciclos negativos y positivos de la señal de alimentación (110 / 220 voltios.), la señal de corriente alterna que viene por el tomacorrientes de nuestras casas

2.3.- CIRCUITO # 3.

CONTROL DE FASE DIAC/TRIAC.



Gráfica 52: Control de Fase DIAC/TRIAC (Diagrama CAD)

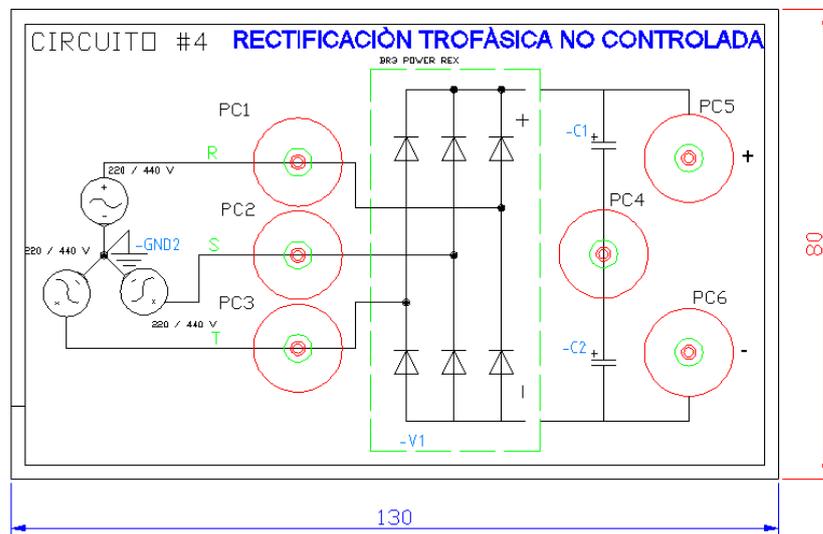
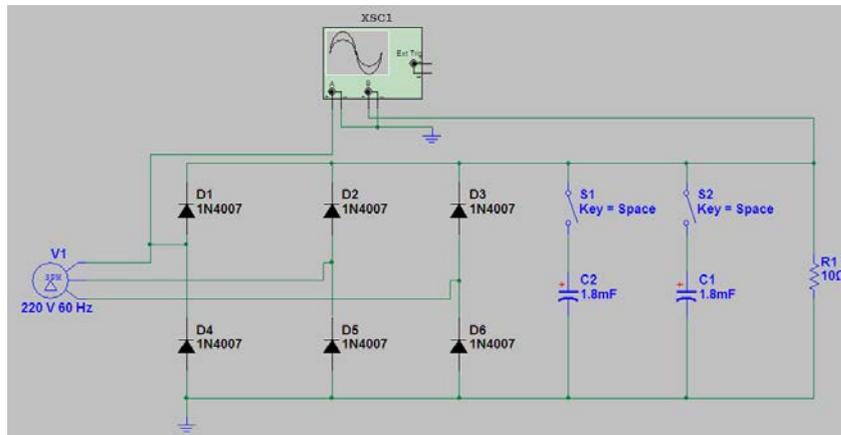
Fuente: Los autores

En el circuito el Diac gobierna el Triac que alimenta en corriente alterna a la carga, la potencia que ésta recibe varía con el ángulo de conducción impuesto por la resistencia variable R2. Una vez que se aplica el voltaje de alimentación, en cuanto se presenta el primer semiciclo, el capacitor c1 empieza a cargarse a través de la resistencia R1 + R2. Cuando en su carga alcanza el voltaje de ruptura del Diac (vbo alrededor de 30 volts), este último entra en conducción y C1 se descarga sobre la puerta del Triac, que entonces se dispara y permite el flujo de corriente hacia la carga.²

² Tomado de: **Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones**
Escrito por Muhammad H. Rasid Virgilio González y Pozo Agustín Suárez
Fernández, Virgilio González y Pozo

2.4.- CIRCUITO # 4.

RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA NO CONTROLADA.

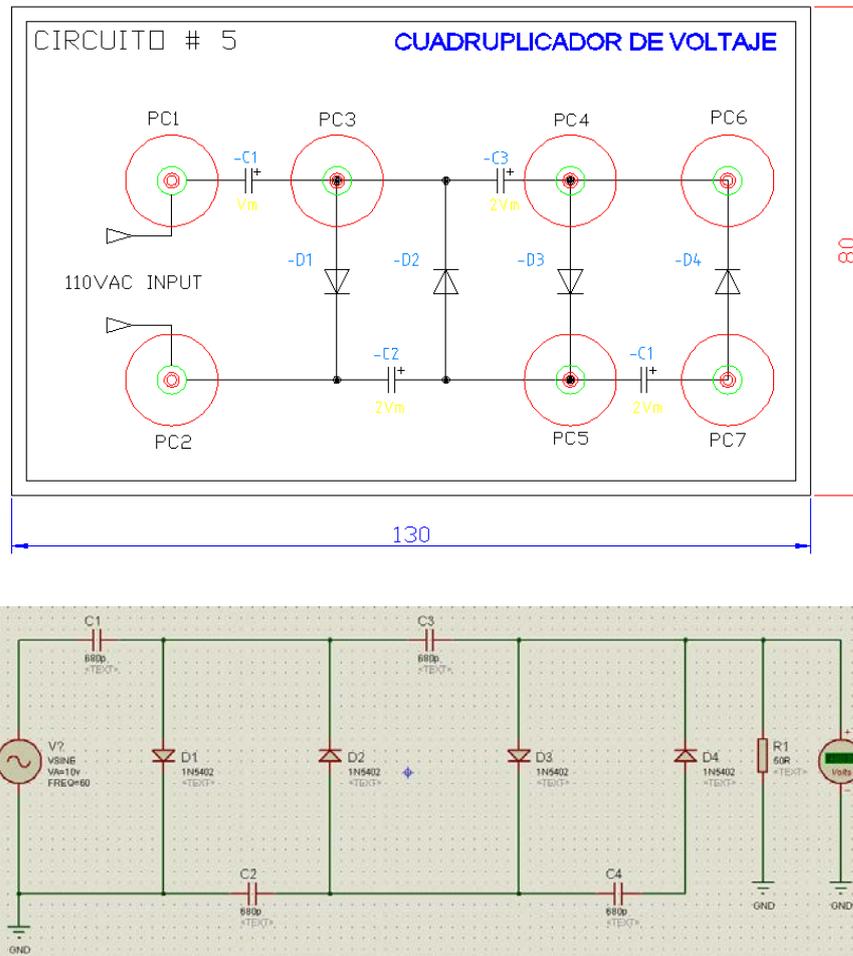


Gráfica 53: Rectificación Trifásica no controlada.

Fuente: Los autores

2.5.- CIRCUITO # 5

CUADRUPLICADOR DE VOLTAJE.



Gráfica 54: Cuadruplicador de voltaje.

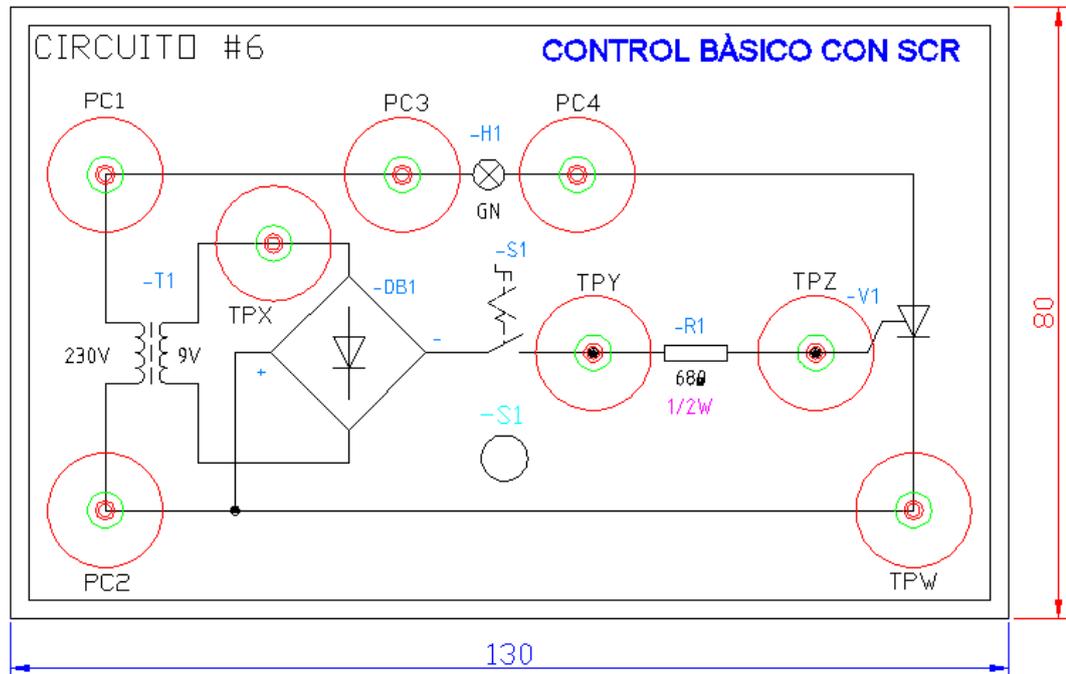
Fuente: Los autores

Un multiplicador de tensión es un circuito eléctrico que convierte tensión desde una fuente de corriente alterna a otra de corriente continua de mayor voltaje mediante etapas de diodos y condensadores.

Un multiplicador de tensión sin carga con una impedancia se comporta como un condensador, pudiendo proporcionar transitorios de elevada corriente, lo que los hace peligrosos cuando son de alta tensión. Habitualmente se agrega una resistencia en serie con la salida para limitar este transitorio a valores seguros, tanto para el propio circuito como ante accidentes eventuales.

2.6.- CIRCUITO # 6

CONTROL BÁSICO CON SCR.



Gráfica 55: Control básico con SCR

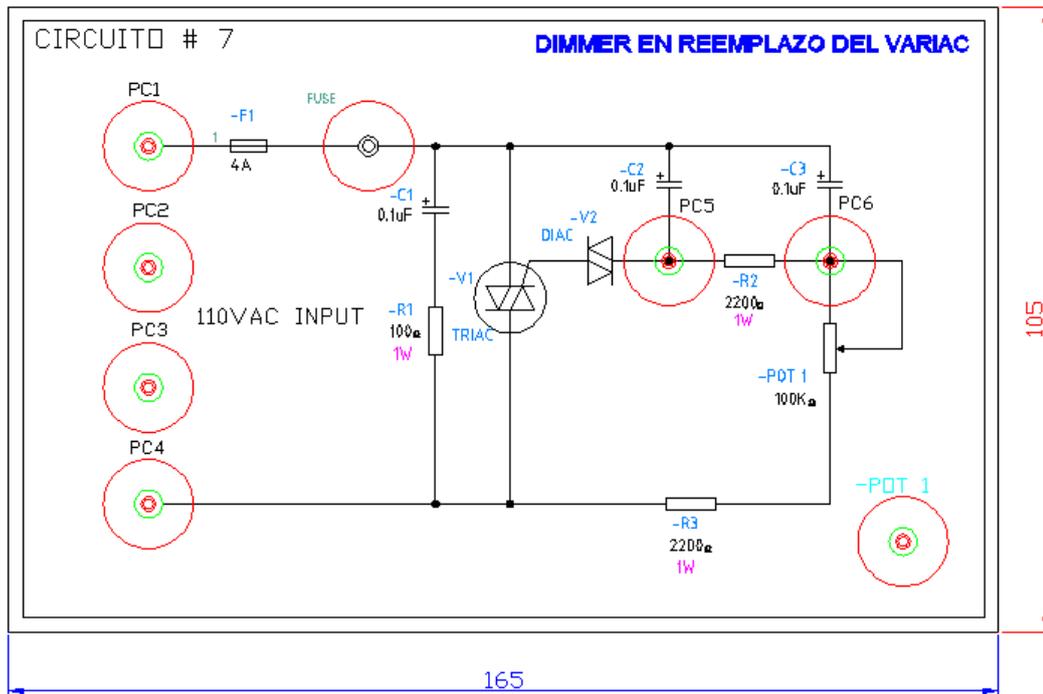
Fuente: Los autores

Cuando un SCR es utilizado en un circuito DC, no ocurre bloqueo automático, porque, desde luego, la fuente de voltaje no pasa por cero.

En esta situación, deben utilizarse otros medio para suspender la corriente principal del SCR (reducirla por debajo de I_{HO}). A menudo, la corriente principal se suspende efectuando un cortocircuito temporal entre ánodo y cátodo.

2.7.- CIRCUITO # 7

DIMMER EN REEMPLAZO DEL VARIAC.



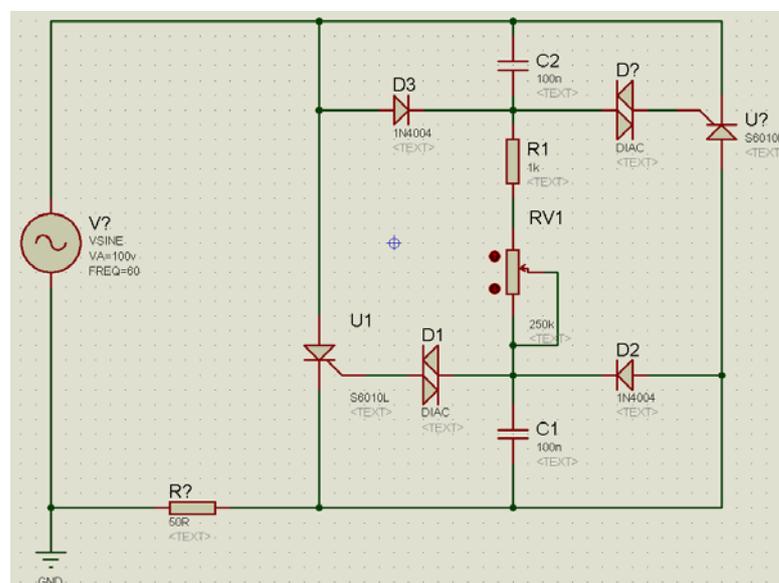
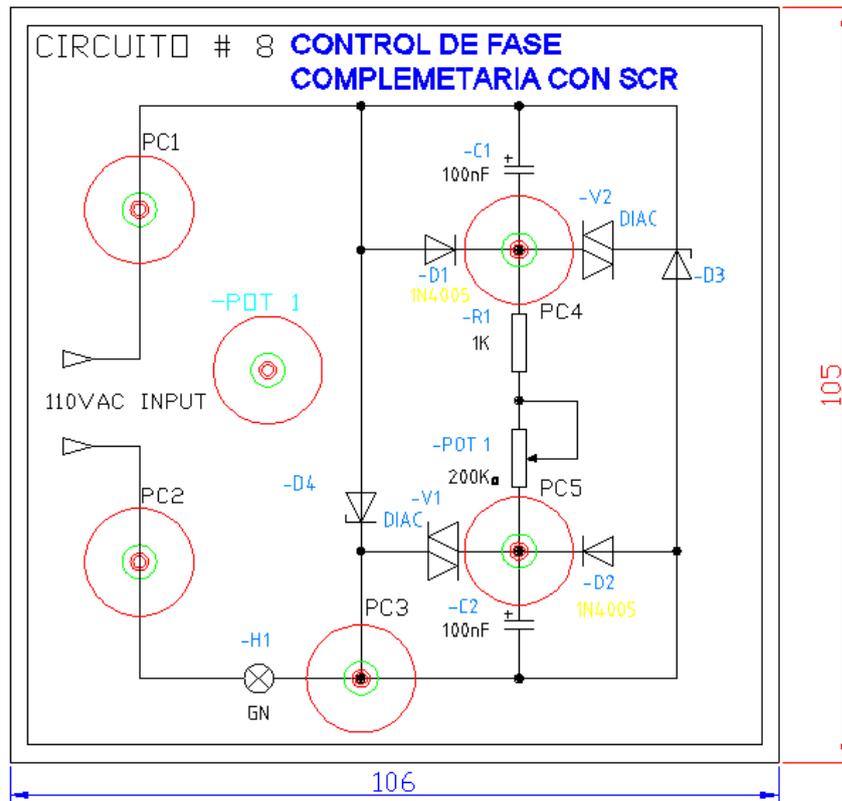
Gráfica 56: Dimmer reemplazando Variac.

Fuente: Los autores

Para pruebas durante algunas reparaciones electrónicas, o ensayos de proyectos electrónicos, suele ser de utilidad, contar en el laboratorio, con un Variac. Se trata de un circuito electrónico que permite variar el voltaje de alimentación de corriente alterna con el que se alimenta el aparato electrónico en prueba

2.8.- CIRCUITO # 8.

CONTROL DE FASE COMPLEMENTARIA CON SCR.

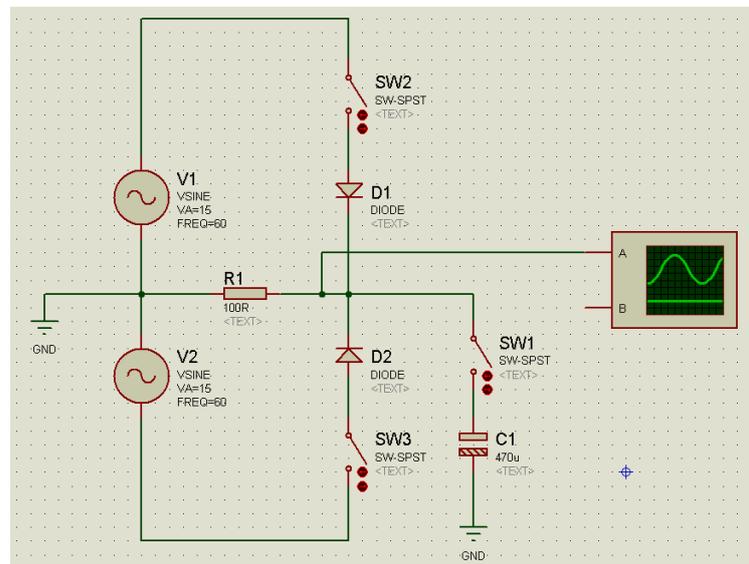
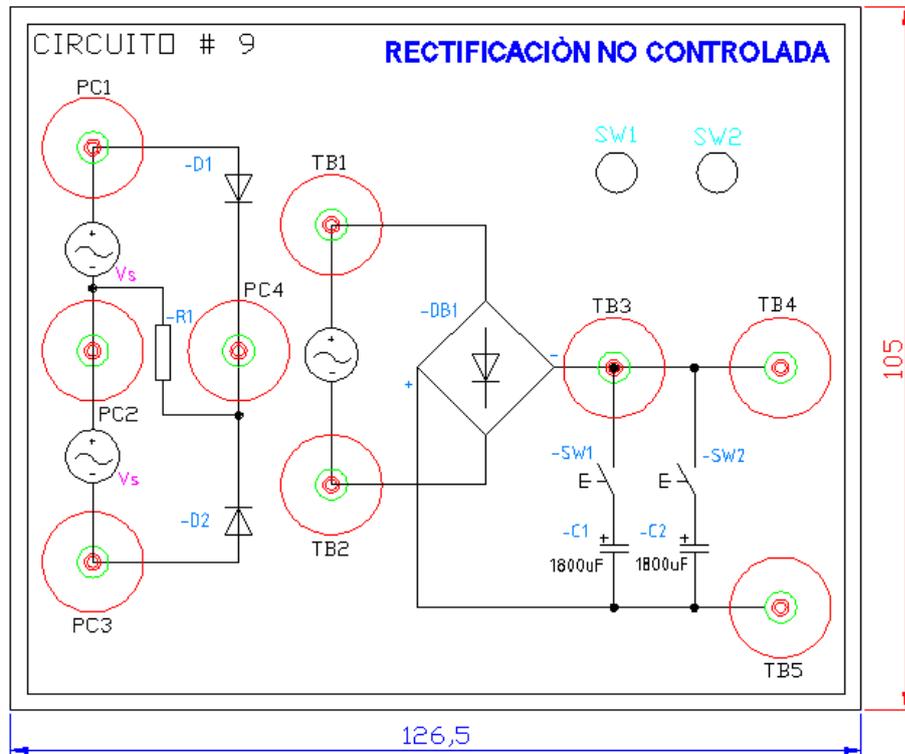


Gráfica 57: Control complementario de fase con SCR.

Fuente: Los autores

2.9.- CIRCUITO # 9.

RECTIFICACIÓN MONOFÁSICA NO CONTROLADA (MEDIA ONDA Y ONDA COMPLETA).

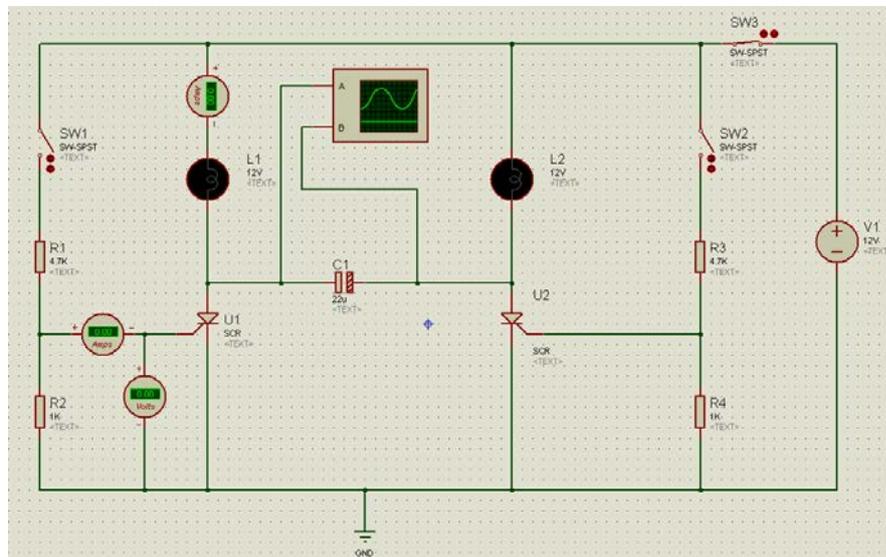
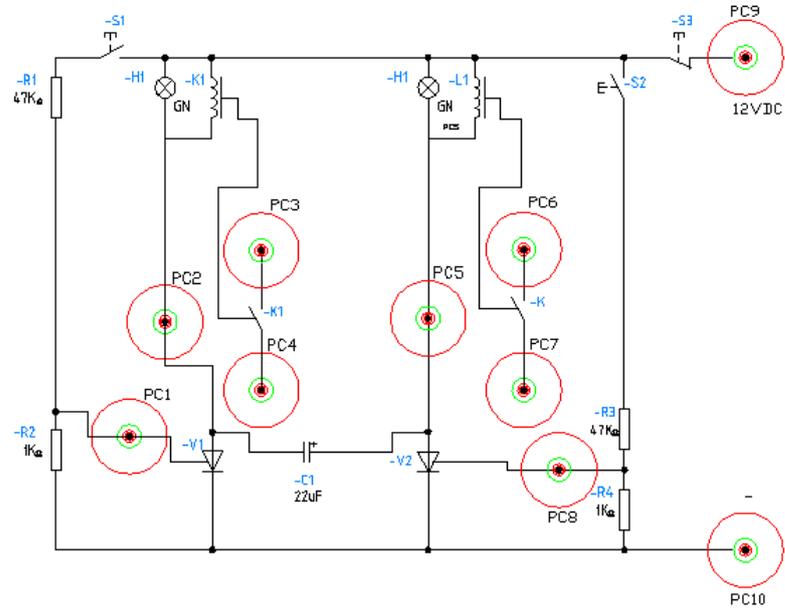


Gráfica 58: Rectificación monofásica no controlada.

Fuente: Los autores

2.10.- CIRCUITO # 10.

CONMUTADOR COMPLEMENTARIO.

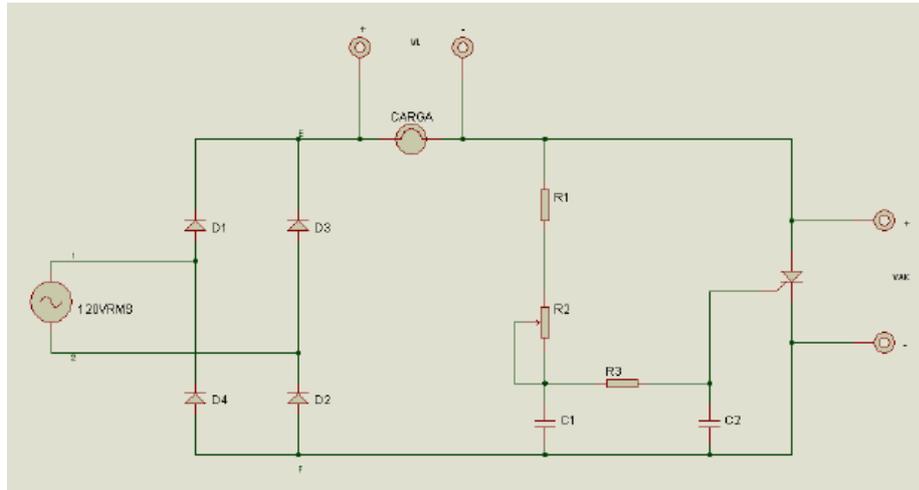


Gráfica 60: Conmutador complementario.

Fuente: Los autores

2.11.- RECTIFICADOR CONTROLADO DE ONDA COMPLETA CON DOBLE RED SNNUBER.

Como puede observarse en la gráfica 61, la carga, así como el circuito de disparo del SCR, se alimentan con el voltaje rectificado de onda completa producido por el puente rectificador.



Gráfica 61: Rectificador de onda completa.

Fuente: Los autores

Se ha escogido como circuito de disparo una doble red RC de retardo de fase, por ser un método simple, económico y eficaz, que permite un amplio rango de control sobre el disparo del SCR entre 0° y 180° . El funcionamiento del circuito es el siguiente:

Cuando la línea 1 de del voltaje de alimentación es más positiva que la línea 2, los diodos D1 y D2 conducen la corriente hacia la carga y el circuito de disparo del SCR. Esta corriente sigue la forma de onda senoidal del voltaje de alimentación, aunque rectificadas en onda completa, y produce un voltaje en la carga, VL.

El voltaje creciente carga el capacitor C1 a través de las resistencias R1 y R2. Conforme el voltaje en el capacitor C1 aumenta, el capacitor C2 comienza a cargarse a través de la resistencia R3.

Cuando el voltaje en el capacitor C2 alcanza el voltaje de disparo del SCR, el capacitor se descarga sobre la puerta del tiristor, poniéndolo en conducción. El momento en que ocurra el disparo del SCR dependerá, principalmente del valor que asuma la resistencia variable R2. Si ésta es pequeña, los capacitores C1 y C2 se cargarán rápidamente y el SCR se dispara al comienzo del semiciclo. Si por el

contrario, R2, asume su valor máximo, el capacitor C1 se carga y descarga a C2, muy lentamente, de modo que el SCR se ceba muy tarde en el semiciclo o no llega a dispararse.

El funcionamiento del circuito es exactamente el mismo para los semiciclos negativos del voltaje alterno de alimentación, cuando la línea 2 es más positiva que la línea 1, ya que el sentido de la corriente hacia la carga y hacia el circuito de disparo, es el mismo, La única diferencia estriba en que ahora conducirán los diodos D3 y D4 del puente rectificador.

Así pues, tanto la carga como el circuito de disparo están alimentados con corriente directa. La operación del circuito de disparo se refiere sólo a los semiciclos positivos, cada uno de los cuales comienza a partir de un nivel de carga prácticamente igual a cero en los capacitores. Esto es porque una vez que el voltaje entre sus placas ha alcanzado en nivel de disparo del SCR, los capacitores se descargan rápidamente, y casi por completo, sobre la puerta del tiristor, que constituye una unión PN polarizada directamente, que presenta una baja impedancia a la descarga del capacitor C2.

A todo esto, resulta un voltaje en la carga, VL, rectificado en onda completa. El valor medio de este voltaje puede controlarse mediante el retardo el disparo del SCR entre 0° y 180°.

CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DEL CIRCUITO.

El cálculo de los parámetros del circuito corresponde al cálculo de una doble red RC de retardo de fase, para el cálculo de los parámetros, que establece que las constantes de tiempo del circuito deben estar en el rango de 1 a 30milisegundos, para obtener un amplio rango de control de fase entre 0° y 180° .Esto, para un voltaje alterno de alimentación de 60Hz. El hecho de que ahora el circuito de disparo esté alimentado por un voltaje directo no afecta los cálculos, puesto que cada onda del voltaje rectificado que alimenta al circuito de control, tiene el mismo periodo que una semionda del voltaje alterno original. Así pues, las ecuaciones establecidas por Maloney nos servirán ahora para calcular los valores de resistencia y capacitancia de nuestro circuito de disparo, dichas ecuaciones son las siguientes:

$$T1=R1C1=2ms$$

$$T2=R3C2=5ms$$

$$T3=(R1+R2)C1=25ms$$

Considerando que, además, Maloney sugiere a C1 y C2, proponemos los siguientes valores para nuestro circuito: C1=0.22uF, C2=0.1uF. Con estos valores y las ecuaciones establecidas arriba, calcularemos los valores de las resistencias R1, R2 y R3.

$$R1C1=2ms$$

$$R1= (2ms)/C1$$

$$R1= 9090.91 \text{ ohms}$$

El valor comercial más próximo es R1= 10K

$$(R1+R2)C1=25ms$$

$$R2=(25ms/C1)-R1$$

$$R2=(25ms/0.22uF)-(10K)$$

$$R2=103.64K$$

Un potenciómetro de 100K podría servir, sin embargo, recomendamos emplear un valor mayor, por ejemplo 150K.

Finalmente tenemos:

$$R3C2=5ms$$

$$R3= (5ms)/(0.1uF)$$

$$R3= 50K$$

El valor comercial más cercano es de 47K

2.12.- DISPARO DEL SCR MEDIANTE UNA RED RESISTIVA. (CONTROL DE FASE DE MEDIA ONDA)

Existen numerosas operaciones industriales que requieren la entrega de una cantidad variable y controlada de energía eléctrica. Cuatro de las más comunes de estas operaciones son: *alumbrado, control de velocidad de motores, soldadura eléctrica y calentamiento eléctrico*. Siempre es posible controlar la cantidad de energía eléctrica suministrada a una carga usando transformadores variables para crear un voltaje de salida secundario variable. Sin embargo, cuando se requieren niveles de energía altos, los transformadores variables son voluminosos y requieren mantenimiento frecuente.

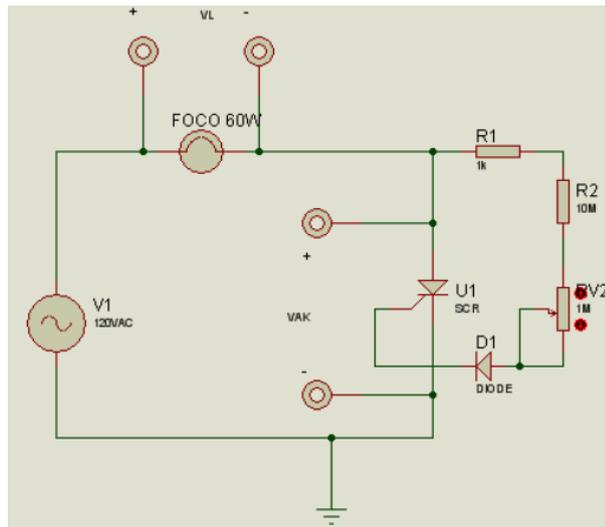
Otro método de controlar la energía eléctrica de una carga es la inserción de un reóstato en serie con la carga para limitar y controlar la corriente. De nuevo, cuando se requieren niveles de energía altos, los reóstatos resultan grandes, caros, requieren mantenimiento, y desperdician cantidades enormes de energía. En el control industrial de energía, los reóstatos no son una alternativa deseable en lugar de los transformadores variables.

Desde 1960 ha estado disponible un dispositivo electrónico que no tiene ninguna de los inconvenientes mencionados antes. El SCR es pequeño y relativo barato, no requieren mantenimiento y casi no desperdicia energía. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes de varios cientos de amperios en circuitos que operan a voltajes mayores de 1000 V. Por estas razones los SCR son muy importantes en el campo del control industrial moderno

2.13.- LOS SCR EN CIRCUITOS DC

Cuando un SCR es utilizado en un circuito DC, no ocurre bloqueo automático, porque, desde luego, la fuente de voltaje no pasa por cero. En esta situación, deben utilizarse otros medio para suspender la corriente principal del SCR (reducirla por debajo de I_{HO}). A menudo, la corriente principal se suspende efectuando un cortocircuito temporal entre ánodo y cátodo.

Notar en circuito a continuación:



Gráfica 62: Simulación del control de fase con SCR

Fuente: Los autores

Es muy importante que todos los elementos hayan sido probados y conectados correctamente, en especial el SCR. Se sugiere conectar un socket y se procede a energizar el circuito, se recomienda conectar el neutro de la fuente de carga y la fase al cátodo del SCR.

En cuanto al osciloscopio, es necesario utilizar un adaptador 3 a 2 para conectarlo, esto se hace para eliminar la tierra física del instrumento y que el osciloscopio trabaje con “tierra flotante”. El neutro de la fuente y la tierra física debieran estar al mismo potencial (0 volts), pero frecuentemente sucede que entre ellos hay una diferencia de una décimas de volt o más de 1 volt. Esta diferencia no solo introduce error en las mediciones, sino que incluso puede dañar el osciloscopio.

Para que las observaciones de las formas de onda sean claras e ilustrativas, es importante escoger escalas adecuadas, tanto de voltaje como de tiempo, en el osciloscopio, y emplear escalas iguales en ambos canales. El valor pico del voltaje de alimentación de 120Vrms es de 170Vpico, por lo que la punta del osciloscopio debe estar atenuada (X 10) el osciloscopio en la máxima escala de voltaje (5volts/div)

Una vez energizado el circuito y el osciloscopio se puede realizar las siguientes, mediciones:

1.- En un canal del osciloscopio observaremos la forma de onda del voltaje en el SCR (VAK) para ello conectamos la punta de prueba respetando polaridades ánodo+ y cátodo-. Esta medición del voltaje en el SCR nos permitirá apreciar la variación del ángulo de disparo desde 0° hasta 90° , conforme variemos la resistencia desde 0 ohms hasta su valor máximo.

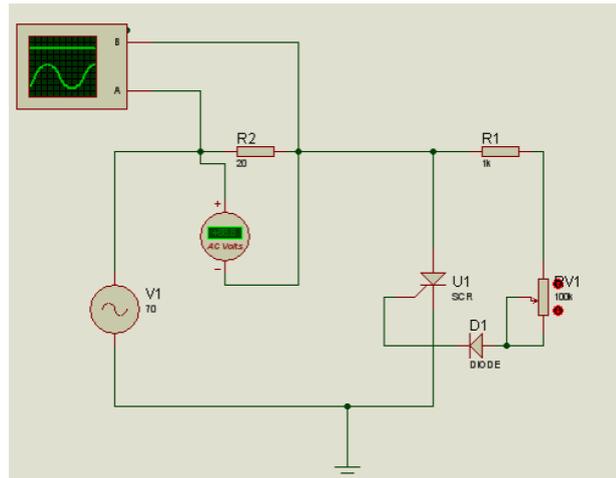
2.- En el otro canal del osciloscopio observaremos la forma de onda del voltaje en la carga, esta medición no debe hacerse de manera simultánea a la del voltaje en el SCR, sino después de haber desconectado del circuito la punta de prueba del canal 1. Recordemos que el voltaje en la carga es un voltaje directo rectificado a media onda, por lo que debemos conectar la punta respetando nuevamente la polaridad adecuada. Esta medición del voltaje en la carga nos permitirá observar el desfase de este voltaje entre 0° y 90° (respecto del voltaje de alimentación), al variar el ángulo de conducción conforme hacemos crecer la resistencia variable desde 0 hasta su valor máximo.

Si el circuito no realiza el control esperado, será necesario realizar los ajustes previstos en los valores de R1 y /o R2. Esto es, si con R2 puesta a cero el mínimo ángulo de disparo es mayor que 0° , será necesario reducir el valor de la resistencia fija R1, teniendo cuidado de que con este nuevo valor de R1, la corriente máxima de puerta no exceda el valor permisible especificado de 200mA para evitar que el SCR se dañe. Más común es el caso de que, con R2 puesta a su valor máximo, el control de fase no alcance los 90° , quedándose corto. Entonces será necesario utilizar un potenciómetro más grande de 5M.

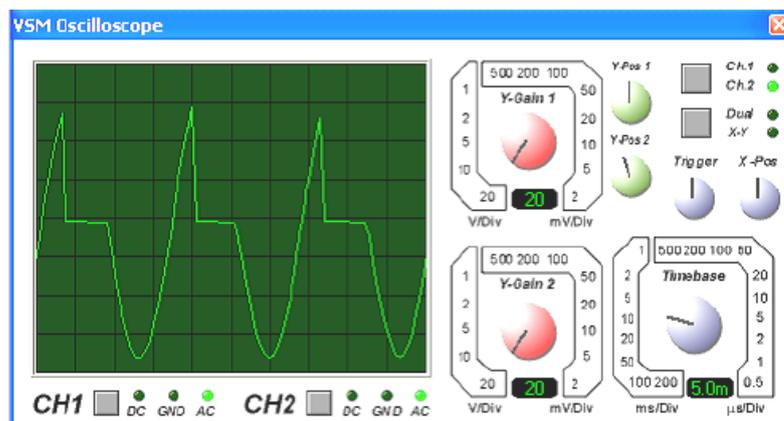
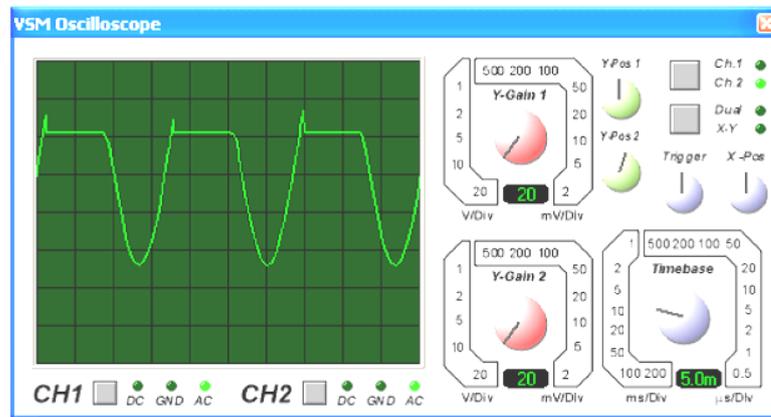
Estos ajustes son perfectamente normales debido a que, como ya se dijo, las características reales de un SCR presentan desviaciones con respecto a las especificaciones.

SIMULACIÓN

La simulación del circuito se realizó con un voltaje de alimentación de 70VAC y 60HZ. Con este valor de voltaje se tiene una mayor visibilidad de la forma de onda en esta simulación que con 120VAC



Conforme variamos el potenciómetro variamos el ángulo de disparo, tal como se observa en las tres graficas siguientes con tres valores diferentes de resistencia del potenciómetro. Al variar el ángulo de disparo también varía el ángulo de conducción y por lo tanto varía el voltaje en la carga



Gráfica 63: Formas de onda del circuito

Fuente: Los autores

2.14.- DISPARO DEL TRIAC MEDIANTE DIAC (CONTROL DE FASE DE ONDA COMPLETA CON RED RC)

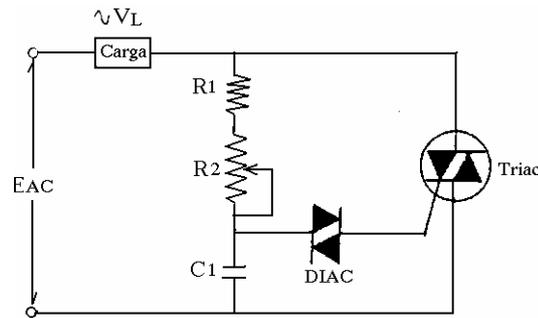
Las redes resistivas tienen la desventaja de depender en gran medida de las características específicas de disparo de cada tiristor. El nivel de potencia en el circuito de control es alto debido a que toda su corriente debe fluir a través de resistencias. La corriente de disparo sigue la forma de onda senoidal del voltaje de alimentación.

El disparo de tiristores mediante pulsos de corriente puede adaptarse a tolerancias amplias en las características de disparo. Debido a que este ataque en corriente en corriente a la compuerta la hace sobre conducir, garantizando el disparo de cualquier tiristor. Se han desarrollado diversos dispositivos de disparo que generan los pulsos de corriente de puerta necesarios para disparar un tiristor. Existen dispositivos de disparo unilateral y bilateral, encontrándose entre ellos el *Diac*.

De la curva característica se observa que para voltajes positivos menores que el voltaje de ruptura directo ($+v_{bo}$), el Diac prácticamente no permite el flujo de corriente. Una vez que el Diac alcanza el voltaje de ruptura directo conmuta a conducción y la corriente aumenta rápidamente a la vez que el voltaje entre terminales disminuye. El súbito aumento de corriente explica la habilidad del Diac para producir pulsos de corriente. En la región de voltaje negativo, la operación es idéntica.

Cuando el voltaje inverso es menor (en realidad mayor, más positivo) que el voltaje inverso de ruptura ($-v_{bo}$), el Diac impide el flujo de corriente. Cuando el voltaje aplicado alcanza $-v_{bo}$, el Diac conmuta a conducción en la dirección opuesta produciéndose un pulso de corriente negativa. Los Diacs son relativamente estables con la temperatura y presentan una pequeña tolerancia entre los voltajes de ruptura directo e inverso, siendo la diferencia típica entre ellos de menor a 1 volt. Lo anterior permite que el circuito de disparo mantenga prácticamente iguales los ángulos de disparo en ambos semiciclos del voltaje alterno de alimentación. Otra observación sobre la curva, es que exhibe una característica de resistencia negativa más allá de la corriente de ruptura (i_{bo}) en ambas polaridades, que se extiende hacia todo el rango de operación de corrientes una vez superada esta corriente de ruptura.

La característica de resistencia negativa implica que el Diac no se le aplica el concepto de corriente de mantenimiento como sucede con el SCR y con el TRIAC. El Diac, como la mayoría de los dispositivos utilizados para producir pulsos de disparo, opera descargando un capacitor hacia la puerta del tiristor. Los circuitos de disparo que emplean Diacs necesariamente requieren de una red RC como circuito de control.



Gráfica 64: Control tiristorizado con Diac.

Fuente: Los autores

En el circuito el Diac gobierna el Triac que alimenta en corriente alterna a la carga, la potencia que ésta recibe varía con el ángulo de conducción impuesto por la resistencia variable R2. Una vez que se aplica el voltaje de alimentación, en cuanto se presenta el primer semiciclo, el capacitor c1 empieza a cargarse a través de la resistencia R1 + R2. Cuando en su carga alcanza el voltaje de ruptura del Diac (v_{bo} alrededor de 30 volts), este último entra en conducción y C1 se descarga sobre la puerta del Triac, que entonces se dispara y permite el flujo de corriente hacia la carga. Cuanto más baja sea la resistencia en serie con el capacitor ($R2=0$) menor será la constante de tiempo ($R1C1$, cuando $R2 = 0$) y el voltaje en el capacitor alcanzará más rápidamente el valor de voltaje de ruptura del Diac (v_{bo}) y el Diac se disparará pronto en el semiciclo. Inversamente cuanto mayor sea la resistencia en serie ($R2$ máxima), la constante de tiempo será mayor ($(R1 + R2).C1$); C1 tardará más en cargarse al voltaje de ruptura del Diac, y el Triac se disparará más tarde entregando menos corriente.

La operación del circuito debería ser la idéntica en ambos sentidos, puesto que el Diac entra en conducción al mismo voltaje de ruptura en ambos sentidos de polarización.

2.15.- CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DEL CIRCUITO.

La primera consideración que debemos hacer para calcular los valores de los parámetros del circuito, es la que se refiere a los ángulos de disparo mínimo y máximo, determinados por el voltaje de ruptura del Diac. Utilizando un Diac 1N5761, cuyo voltaje nominal de ruptura es $V_{BO} = 32V$. El voltaje de alimentación es:

$$E_{ac} = E_p \text{ sen } \omega t$$

Con un valor RMS de 120V. Por lo tanto, su valor pico es:

$$E_p = (1.41) \cdot E_{ac} \cdot R_{ms}$$

$$E_p = (1.41) \cdot (120 \text{ V}_{rms})$$

$$E_p = 170V \text{ pico}$$

El mínimo ángulo de disparo se produce cuando el voltaje de alimentación alcanza el voltaje de ruptura del Diac ($E_{ac} = V_{BO}$). Por lo tanto, de la ecuación:

$$E_{ac} = E_p \text{ sen } \omega t$$

Tenemos:

$$\omega t = \alpha_1 = \text{sen}^{-1} (E_{ac}/E_p)$$

$$\alpha_1 = \text{sen}^{-1} (32V / 170V) = 10.85^\circ$$

El voltaje de alimentación tiene una frecuencia de 60Hz por lo que su periodo es:

$T = 1/f$ $T = 1/60\text{Hz} = 16.67\text{ms}$, que corresponden a 360° de un ciclo completo. Con una regla de tres, calculamos el tiempo que corresponde a $\alpha = 10.85^\circ$ y por lo tanto:

$t = 0.5\text{ms}$. A este valor debe tender, aproximadamente, la constante de tiempo $R_3 \cdot C_2$ de nuestro circuito. No consideramos la constante de tiempo $(R_1 + R_2) \cdot (C_1)$ porque para el mínimo ángulo de disparo $R_2 = 0$ y la resistencia fija es muy pequeña (Típicamente 100 ohms). Ahora bien, el máximo ángulo de disparo se producirá cuando el voltaje de alimentación caiga por debajo del voltaje de ruptura al pasar hacia su semiciclo negativo. Puesto que una onda senoidal es simétrica con respecto a un ángulo de 90° en que alcanza su máxima amplitud, entonces el máximo ángulo de disparo α_2 será:

$$\alpha_2 = 180^\circ - \alpha_1$$

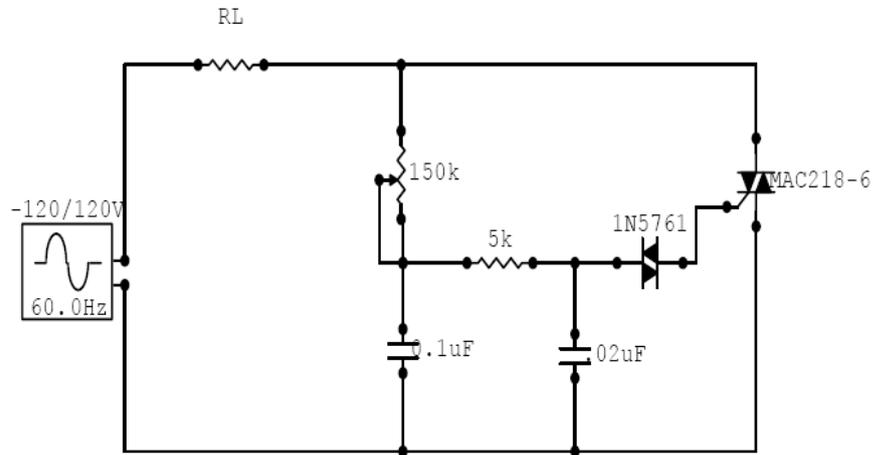
$$\alpha_2 = 169.15^\circ$$

A este ángulo, corresponde un tiempo t_2 que se calcula, igual que se calculo t_1

Así pues, $t_2 = 7.83\text{ms}$.

A este valor debe tender la constante de tiempo $(R_1+R_2).C_1$, cuando la resistencia variable R_2 está a su valor máximo.

El manual Motorola de Tiristores propone el siguiente circuito y los siguientes valores de los parámetros para un Diac 1N5761:



Gráfica 65: Control TRIAC/Diac.

Fuente: Los autores

Calculando las constantes de tiempo que resultan con estos valores sugeridos.

La constante de tiempo para el mínimo ángulo de disparo

$$t_1 = (5K)(0.02uF) = 0.1ms.$$

Nos damos cuenta que es cuatro veces menor que el tiempo que el voltaje de alimentación tarda en alcanzar el voltaje de ruptura del Diac. Esta situación no es precisamente un problema, ya que de esta forma se garantiza que el capacitor C_2 se cargará a tiempo al voltaje de ruptura del Diac. La constante de tiempo para el máximo ángulo de disparo en el circuito sugerido, será:

$$t_2 = (150K)(0.1uF) = 15ms.$$

Que es casi el doble del calculado anteriormente. En esta ocasión sí consideramos necesario ajustar los valores de los parámetros para acercar esta constante de tiempo al valor teórico. Utilizaremos el valor sugerido de 0.1uF para el C_1 . Entonces, el valor de resistencia variable necesario para tener una constante de tiempo $t_2 = 7.83ms$, es:

$$RC = t$$

$$R = t/C \quad R = (7.83ms)(0.1uF) = 78.3K$$

El valor comercial más aproximado sería un potenciómetro de **100K**.

Además, utilizaremos una resistencia fija R1 en serie con el potenciómetro y ésta es de 100 ohms.

También los valores de R3 = 5K y C2 = 0.02uF que sugiere el manual Motorola, no son comerciales. Utilizaremos entonces **R3=4.7K** y **C2=0.022uF** que son los valores comerciales más próximos.

2.16.- RESULTADOS ESPERADOS.

La constante de tiempo que esperamos obtener en nuestro circuito, con **R3 = 4.7K** y **C2=0.022uF**, para el mínimo ángulo de disparo, será:

$$t = RC$$

$$t1 = R3C2$$

$$t1 = (4.7K)(0.022uF) = 0.103ms$$

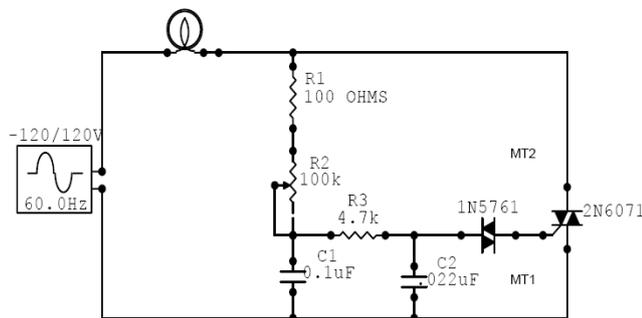
Y la constante de tiempo que esperamos obtener con R1= 100 ohms, R2 = 100K y

C1= 0.1uF será:

$$t2 = (R1+R2)C1$$

$$t2 = (100 \text{ ohms} + 100K)(0.1uF) = 10.01ms.$$

Estos resultados indican que la constante de tiempo t1, siendo menor que el tiempo calculado para que el voltaje de alimentación alcance el voltaje de ruptura, asegura que el Diac se dispare a tiempo. En cuanto a la constante de tiempo t2=10ms, que es considerablemente superior al tiempo de t2=7.83ms, correspondiente al máximo ángulo de disparo; se infiere que la resistencia variable R2 = 100K resulta sobrada, y que al crecer por encima de 78.3K impedirá el disparo del Diac y del Triac por consiguiente. Así pues, nos damos cuenta de que este circuito de disparo para el Triac mediante Diac también tiene sus desventajas

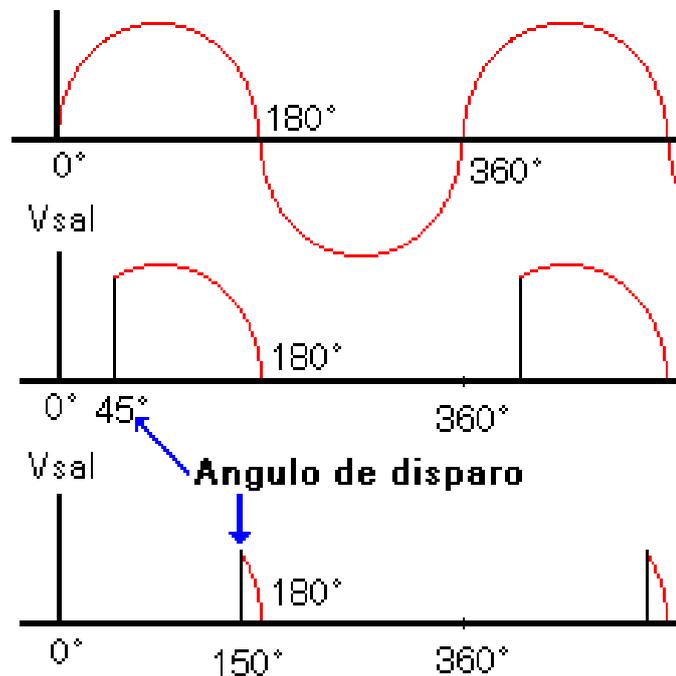


Circuito: "Disparo del Triac mediante un Diac"
(Control de Fase de Onda Completa con red RC)

Gráfica 66: Control de fase de onda completa.

Fuente: Los autores

2.17.- FORMAS DE ONDA DE LA SEÑAL DE ENTRADA Y EN LA CARGA PARA DIFERENTES CORRIMIENTOS DE FASE.



Gráfica 67: Formas de onda en el circuito.

Fuente: Los autores

El 1er diagrama muestra la onda de entrada. El 2do diagrama muestra la señal aplicada a la carga cuando el disparo es a los 45°. El 3er diagrama muestra la señal aplicada a la carga cuando el disparo es a los 150°. En el segundo y tercer diagrama se ve que la semionda negativa ha desaparecido, y esto es debido a que el tiristor se comporta, cuando está conduciendo, como un diodo. El área bajo la curva en el segundo y tercer diagrama representa la energía transferida a la carga.

El segundo diagrama tiene un área bajo la curva mayor, entonces indica que, en este caso, hay más energía entregada al bombillo que en el tercer diagrama. El máximo corrimiento de fase se logra cuando el potenciómetro tiene su mayor valor y el mínimo cuando este tiene su valor más pequeño. Ver que cuando $R = 0$ (valor mínimo del potenciómetro) el capacitor está en paralelo con el tiristor y el éste se comporta prácticamente como un diodo, pues se dispara casi inmediatamente que la señal de entrada pasa los 0°.

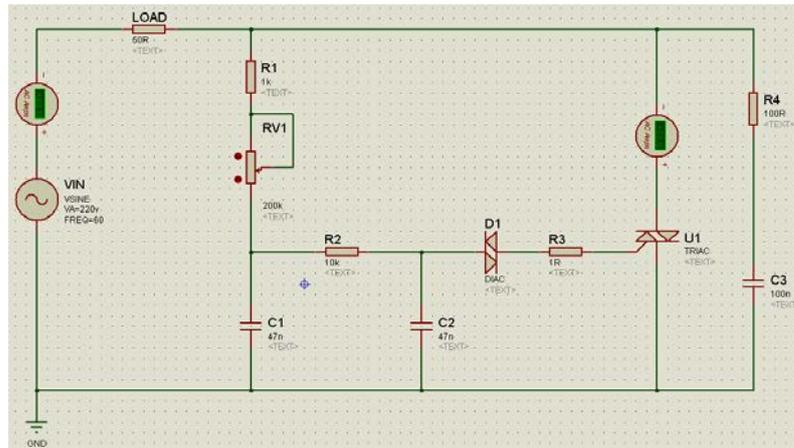
El circuito permite retardar el disparo del SCR hasta en 90° del semiciclo positivo del voltaje de alimentación, precisamente a través de la resistencia variable R.

Esta opción de retardo en el disparo del SCR, mediante R implica que es posible controlar un desplazamiento de fase del voltaje en la carga (VL.) desde 0° hasta 90° , con respecto al voltaje de alimentación; además de que al mismo tiempo es posible regular el valor medio de la corriente de carga IL.

El valor que asuma la resistencia variable R determinará ángulos de disparo y por tanto ángulos de desfasamiento entre 0° y 90° , y, complementariamente, ángulos de conducción entre 180° y 90° . Así pues, la resistencia R determina el mínimo ángulo de disparo y de desfasamiento, y la máxima corriente de carga IL.

Cuando la resistencia variable R2 alcance a su máximo valor, la resistencia total del circuito de puerta deberá ser tal que la corriente de puerta (IG) sea apenas suficiente para disparar al SCR cuando el voltaje de alcance máxima amplitud. Esto es a los 90° del semiciclo positivo.

2.18.- CONTROL DE FASE CON TRIAC, DISPARADO POR DIAC.



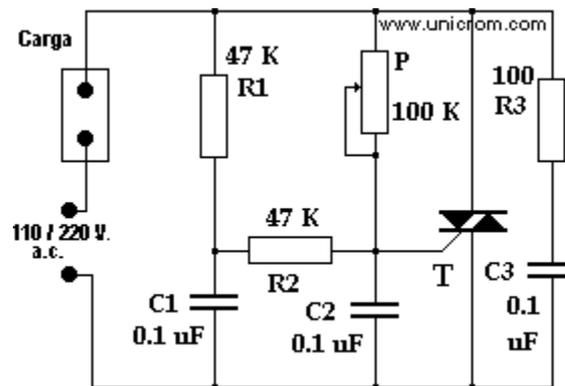
Gráfica 68: Simulación de control de fase con TRIAC en software Proteus.

Fuente: Los autores

En el circuito el Diac gobierna el Triac que alimenta en corriente alterna a la carga, la potencia que ésta recibe varía con el ángulo de conducción impuesto por la resistencia variable R2. Una vez que se aplica el voltaje de alimentación, en cuanto se presenta el primer semiciclo, el capacitor C1 empieza a cargarse a través de la resistencia R1 + R2. Cuando en su carga alcanza el voltaje de ruptura del Diac (vbo alrededor de 30 volts), este último entra en conducción y C1 se descarga sobre la puerta del Triac, que entonces se dispara y permite el flujo de corriente hacia la carga.³ Cuanto más baja sea la resistencia en serie con el capacitor (R2=0) menor será la constante de tiempo ($R1C1$, cuando $R2 = 0$) y el voltaje en el capacitor alcanzará más rápidamente el valor de voltaje de ruptura del Diac (vbo) y el Diac se disparará pronto en el semiciclo. Inversamente cuanto mayor sea la resistencia en serie (R2 máxima), la constante de tiempo será mayor $((R1 + R2).C1)$; C1 tardará más en cargarse al voltaje de ruptura del Diac, y el Triac se disparará más tarde entregando menos corriente. La operación del circuito debería ser la idéntica en ambos sentidos, puesto que el Diac entra en conducción al mismo voltaje de ruptura en ambos sentidos de polarización.

³ Tomado de: **Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones**
Escrito por Muhammad H. Rasid Virgilio González y Pozo Agustín Suárez
Fernández, Virgilio González y Pozo

2.19.- CONTROL DE FASE CON TRIAC CON RED SNNUBER.



Gráfica 69: Control de fase con red Snnuber.

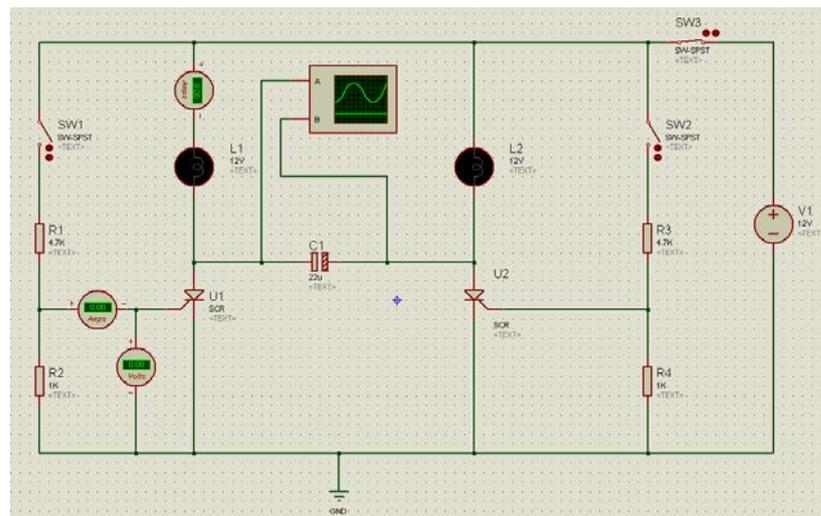
Fuente: Los autores

Muchos circuitos reguladores de potencia tienen un punto de encendido y apagado que no coincide (a este fenómeno se le llama histéresis), y es común en los TRIACS. Para corregir este defecto se ha incluido en el circuito las resistencias R1, R2 y C1.

El conjunto R3 y C3 se utiliza para filtrar picos transitorios de alto voltaje que pudieran aparecer. El conjunto de elementos P (potenciómetro) y C2 son los necesarios mínimos para que el Triac sea disparado. El Triac controla el paso de la corriente alterna a la carga conmutando entre los estados de conducción (pasa corriente) y corte (no pasa corriente) durante los semiciclos negativos y positivos de la señal de alimentación (110 / 220 voltios.), la señal de corriente alterna que viene por el tomacorrientes de nuestras casas

El Triac se disparará cuando el voltaje entre el condensador y el potenciómetro (conectado a la compuerta del TRIAC) sea el adecuado. Hay que aclarar que el condensador en un circuito de corriente alterna (como este) tiene su voltaje atrasado con respecto a la señal original, y cambiando el valor del potenciómetro, se modifica la razón de carga del condensador, el atraso que tiene y por ende el desfase con la señal alterna original. Esto causa que se pueda tener control sobre la cantidad de corriente que pasa a la carga y así la potencia que se le aplica.

2.20.- CONMUTADOR COMPLEMENTARIO.



Gráfica 70: Simulación de conmutador complementario en software Proteus.

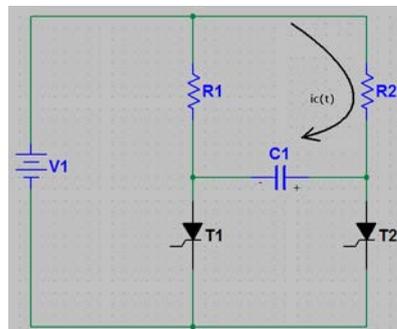
Fuente: Los autores

Condiciones:

$$V_c(0) = -V_s$$

$$V_{ak2} = V_c(0) = -V_s$$

Por ende T2 está apagado y con esa premisa inicio mi análisis:



Gráfica 71: Simplificación del circuito.

Fuente: Los autores

$$V_s = V_{r1}$$

$$V_s = V_{r2} + V_c$$

$$V_s = r_2 \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + V_c(0); \text{ se cambia } V_c(0) \text{ por su equivalente}$$

$$V_s = r_2 \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt - V_s$$

$2V_s = r_2 \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t ic(t) dt$; se usa la aproximación de que $ic(t) = i(t)$

$$2 \frac{V_s}{s} = r_2 \cdot I(s) + \frac{1}{CS} I(s)$$

$$2 \frac{V_s}{s} = I(s) \left(r_2 + \frac{1}{CS} \right)$$

$$2 \frac{V_s}{s} = I(s) \left(\frac{r_2 \cdot CS + 1}{CS} \right)$$

$$2V_s = I(s) \left(r_2 \cdot S + \frac{1}{C} \right)$$

$$2V_s = I(s) \cdot r_2 \left(S + \frac{1}{r_2 \cdot C} \right); \text{ se usa Laplace y: } \alpha = \frac{1}{r_2 \cdot C}$$

$$I(s) = \frac{2V_s \cdot 1}{r_2(S + \alpha)} \text{ por lo tanto: } i(t) = \frac{2V_s}{r_2} e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ notar que: } \tau = r_2 \cdot C$$

Ahora:

$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t ic(t) dt + V_c(0)$; se aplica que $V_c(0) = -V_s$ y que $ic(t) = i(t)$, entonces:

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{2V_s}{r_2} e^{-\frac{t}{\tau}} dt - V_s$$

$$V_c = \frac{2V_s}{r_2 \cdot C} \int_0^t e^{-\frac{t}{\tau}} dt - V_s; \text{ se usa el artificio: } e^{-ax} = e^{-ax} \cdot \frac{\frac{1}{-a}}{\frac{1}{-a}}$$

$$V_c = \left(\frac{2V_s}{r_2 \cdot C} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \Big|_0^t \left(\frac{\frac{1}{-a}}{\frac{1}{-a}} \right) - V_s$$

$$V_c = \frac{2V_s}{r_2 \cdot C} (-r_2 \cdot C) e^{-\frac{t}{\tau}} \Big|_0^t - V_s$$

$$V_c = (-2V_s) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \Big|_0^t - V_s$$

$$V_c = (2V_s) e^{-\frac{t}{\tau}} - V_s \rightarrow -2V_s \cdot (e^{-\frac{t}{\tau}} - 1) - V_s$$

$$V_c = (-2V_s) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + 2V_s - V_s$$

$$V_c = (-2V_s) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + V_s$$

$$V_c = V_s \cdot (1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}})$$

$$\text{Toff1} \rightarrow V_c = 0$$

$$0 = V_s \cdot (1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}})$$

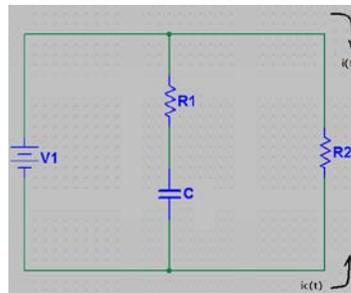
$$1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}} = 0$$

$$1 = 2e^{-\frac{t}{\tau}} \rightarrow e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{1}{2} \rightarrow \ln e^{-\frac{t}{\tau}} = \ln \frac{1}{2}$$

$$-\frac{t}{\tau} = \ln 1 - \ln 2; \rightarrow t = \tau \cdot \ln 2 \rightarrow \tau = r_2 \cdot C$$

$$\rightarrow \text{toff1} = r_2 \cdot C \cdot \ln 2$$

Ahora asumo el caso del que T2 está encendido, y eso sería así:



Gráfica 72: Artificio de análisis

Fuente: Los autores

Condiciones:

$$V_c(0) = + V_s$$

$$i(t) = - i_c$$

$$i_c(t) = - i(t)$$

$$V_s = V_{r2}$$

$$V_s = V_{r1} - V_c \rightarrow V_s = r_1 \cdot i(t) - \left\{ \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + V_c(0) \right\}$$

$$V_s = r_1 \cdot i(t) - \frac{1}{C} \int_0^t -i(t) dt - V_s$$

$$2V_s = r_1 \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t -i(t) dt$$

$$2\frac{V_s}{s} = r1 \cdot I(s) + \frac{1}{CS} I(s)$$

$$2\frac{V_s}{s} = I(s) \left(r1 + \frac{1}{CS} \right)$$

$$2\frac{V_s}{s} = I(s) \left(\frac{r1 \cdot CS + 1}{CS} \right)$$

$$2Vs = I(s) \left(r1 \cdot s + \frac{1}{C} \right)$$

$$2Vs = I(s) \cdot r1 \left(s + \frac{1}{r1 \cdot C} \right); \text{ se usa Laplace y: } \alpha = \frac{1}{r1 \cdot C}$$

$$I(s) = \frac{2Vs \cdot 1}{r1(s + \alpha)} \text{ por lo tanto: } i(t) = \frac{2Vs}{r1} e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ notar que: } \tau = r1 \cdot C$$

Y para el voltaje:

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + V_c(0)$$

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t -\left(\frac{2Vs}{r1} e^{-\frac{t}{\tau}} \right) dt + Vs$$

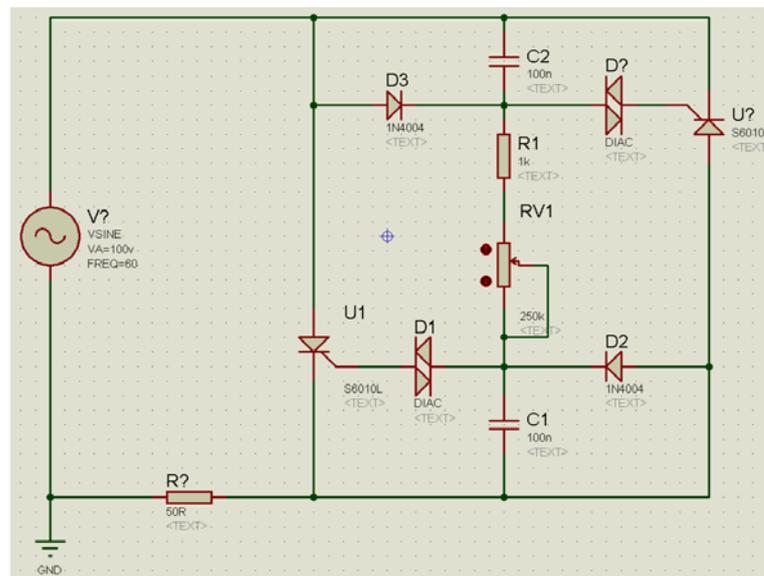
$$V_c = -\frac{2Vs}{r1 \cdot C} \int_0^t e^{-\frac{t}{\tau}} dt + Vs \rightarrow V_c = -\frac{2Vs}{r1 \cdot C} e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{1}{-\frac{1}{\tau}} + Vs$$

$$V_c = 2Vs \left(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 \right) + Vs \rightarrow V_c = Vs \left(2e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 \right)$$

Por analogía:

$$\rightarrow \text{toff2} = r1 \cdot C \cdot \ln 2$$

2.21.- CONTROL COMPLEMENTARIO DE FASE CON 2 SCR.



Gráfica 73: Simulación del control complementario con SCR.

Fuente: Los autores

El circuito es una variante complementada de el control de fase tradicional de cargas lineales con SCR y DIAC, pero esta vez se ha dividido de tal manera que cada SCR/DIAC controle un semiciclo independientemente. Es por ello la configuración complementaria, el uso del DIAC asegura disparos al umbral del voltaje de ruptura del elemento (32volts generalmente); la red central de R1 y RV1 proporcionan el voltaje compartido a ambas redes (superior e inferior) para la división de tiempo y disparo angular simultáneamente. Los diodos D2 y D3 sirven para evitar voltajes mutuos inversos en cada red, la red que determina el factor de disparo (alfa) es R1, RV1, C1 y C2.

2.22.- VARIAC DE ESTADO SÓLIDO.

Para pruebas durante algunas reparaciones electrónicas, o ensayos de proyectos electrónicos, suele ser de utilidad, contar en el taller o laboratorio, con un Variac. Se trata de un artefacto que permite variar el voltaje de alimentación de corriente alterna con el que se alimenta el aparato electrónico en prueba.⁴

Para usar un dimmer en lugar del Variac, para prueba de fuentes conmutadas y otros equipos electrónicos, solo es necesario colocar un bombillo (foco o lámpara) incandescente de 40 o 60W como carga, en paralelo con el aparato cuya fuente se va a someter a prueba

- El potenciómetro puede ser también de 250K, y es recomendable usar de este valor si el Dimmer se usa con red eléctrica de 220V.
- Si no dispone de un Diac, se puede reemplazar por un bombillo de Neón, del tipo pequeño usado en indicadores (piloto), pero dependiendo de las características de este, la regulación puede no ser del todo lineal.
- El Dimmer también puede usarse para regular la temperatura del caudín (soldador) o la velocidad de taladros eléctricos para algunas aplicaciones que no requieren mucho torque.

⁴ Tomado de la web: www.comunidadelectronicos.com

CAPÍTULO # 3
ADJUSTABLE FRECUENCY DRIVE
AC CONTROLLER
3 – 150 HP.
SERIES 400
WESTINGHOUSE
(INVERSOR CON TECNOLOGÍA PWM)



3.1.- VARIADOR DE FRECUENCIA

Un **variador de frecuencia** (siglas VFD, del inglés: *Variable Frequency Drive* o bien AFD *Adjustable Frequency Drive*) es un sistema para el control de la velocidad rotacional de un motor de corriente alterna (AC) por medio del control de la frecuencia de alimentación suministrada al motor. Un variador de frecuencia es un caso especial de un variador de velocidad. Los variadores de frecuencia son también conocidos como drivers de frecuencia ajustable (AFD), drivers AC o inversores. Dado que el voltaje es variado a la vez que la frecuencia, a veces son llamados drivers VVVF (variador de voltaje, variador de frecuencia).

3.2.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Los dispositivos variadores de frecuencia operan bajo el principio de que la velocidad síncrona de un motor de corriente alterna (AC) está determinada por la frecuencia de AC suministrada y el número de polos en el estator, de acuerdo con la relación:

$$RPM = \frac{120 \times f}{p}$$

Donde:

RPM = Revoluciones por minuto

f = frecuencia de suministro AC (Hertz)

p = Número de polos (adimensional)

Las cantidades de polos más frecuentemente utilizadas en motores síncronos o en motores asíncronos son 2, 4, 6 y 8 polos que, siguiendo la ecuación citada resultarían en 3000 RPM, 1500 RPM, 1000 RPM y 750 RPM respectivamente para motores sincrónicos únicamente. Dependiendo de la ubicación funciona en 50Hz o 60Hz. En los motores asíncronos las revoluciones por minuto son ligeramente menores por el propio asincronismo que indica su nombre. En estos se produce un desfase mínimo entre la velocidad de rotación (RPM) del rotor (velocidad "real" o "de salida") comparativamente con la cantidad de RPM del campo magnético (las

cuales si deberían cumplir la ecuación arriba mencionada tanto en motores síncronos como en motores asíncronos) debido a que sólo es atraído por el campo magnético exterior que lo aventaja siempre en velocidad (de lo contrario el motor dejaría de girar en los momentos en los que alcanzase al campo magnético)

3.3.- EJEMPLO.

Un motor de 4 polos que está conectado directamente a la red de distribución eléctrica de 60 Hz debería tener una velocidad síncrona de 1800 rpm:

$$\frac{120 \times 60}{4} = 1800 \text{ RPM}$$

Si este es un motor de inducción, la velocidad de operación a plena carga estará sobre los 1750 RPM. Si el motor está conectado al variador de velocidad que le proporciona 40 Hz, la velocidad síncrona será de 1200 RPM:

$$\frac{120 \times 40}{4} = 1200 \text{ RPM}$$

3.4.- DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR.

El motor usado en un sistema VFD es normalmente un motor de inducción trifásico. Algunos tipos de motores monofásicos pueden ser igualmente usados, pero los motores de tres fases son normalmente preferidos. Varios tipos de motores síncronos ofrecen ventajas en algunas situaciones, pero los motores de inducción son más apropiados para la mayoría de propósitos y son generalmente la elección más económica. Motores diseñados para trabajar a velocidad fija son usados habitualmente, pero la mejora de los diseños de motores estándar aumenta la fiabilidad y consigue mejor rendimiento del VFD (Variador de frecuencia)

3.5.- CONTROLADOR DEL VFD

El controlador de dispositivo de variación de frecuencia está formado por dispositivos de conversión electrónicos de estado sólido. El diseño habitual primero convierte la energía de entrada AC en DC usando un puente rectificador. La energía intermedia DC es convertida en una señal cuasi-senoidal de AC usando un circuito inversor conmutado.

El rectificador es usualmente un puente trifásico de diodos, pero también se usan rectificadores controlados. Debido a que la energía es convertida en continua, muchas unidades aceptan entradas tanto monofásicas como trifásicas (actuando como un *convertidor de fase*).

Tan pronto como aparecieron los interruptores semiconductores fueron introducidos en los VFD, ellos han sido aplicados para los inversores de todas las tensiones que hay disponible. Actualmente, los transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs) son usados en la mayoría de circuitos inversores.

Las características del motor AC requieren la variación proporcional del voltaje cada vez que la frecuencia es variada. Por ejemplo, si un motor está diseñado para trabajar a 460 voltios a 60 Hz, el voltaje aplicado debe reducirse a 230 volts cuando la frecuencia es reducida a 30 Hz. Así la relación voltios/hertzios (V/Hz) deben ser regulados en un valor constante ($460/60 = 7.67$ V/Hz en este caso).

Para un funcionamiento óptimo, otros ajustes de voltaje son necesarios, pero nominalmente la constante de V/Hz es la regla general. El método más novedoso y extendido en nuevas aplicaciones es el control de voltaje por PWM.¹

¹ Tomado del web site:
http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lmt/ruiz_c_s/capitulo1.pdf

3.6.- ANÁLISIS DE MÓDULOS INVERSORES.

Un módulo inversor es una unidad electrónica de potencia para la generación de alimentación AC; usando un inversor tipo AC drive, la velocidad de un motor AC convencional puede ser variada a través de un rango determinado (desde 0Hz hasta 60, 90, 120Hz).

3.7.- RELACIÓN ENTRE VOLTAJE Y FRECUENCIA.

Cuando se aplica baja frecuencia a un motor de inducción, también el voltaje debe ser reducido para limitar la corriente de consumo a esta frecuencia.

La reactancia inductiva de un circuito magnético es directamente proporcional a la frecuencia de acuerdo a la ecuación:

$$X_L = 2\pi fL$$

Donde:

Π = Constante 3,14

f = Frecuencia eléctrica (Hz)

L = Reactancia inductiva (henrios)

Los AC drives de velocidad variable mantiene una relación constante de voltios por Hertz (V/Hz) en todo su rango de funcionamiento.

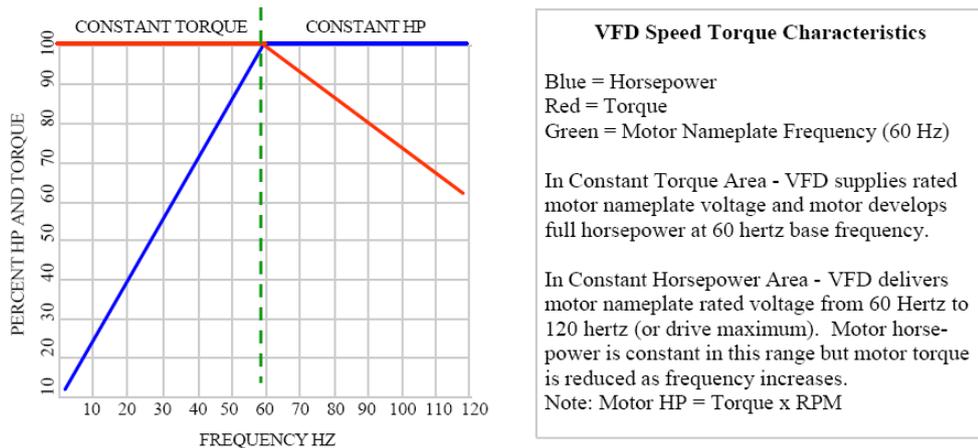
Para motores a 460V este rango es de 7.60 V/Hz aproximadamente, para calcular este valor, se debe dividir el voltaje del motor para 60Hz, a bajas frecuencias el voltaje debe ser bajo y viceversa.

Nota: este rango puede ser variado según la aplicación, accionamiento del motor, características de desempeño para aplicaciones especiales, etc.

Dependiendo del tipo de AC drive, el microprocesador de control ajusta la forma de onda de voltaje de salida por alguna técnica para este fin, por ejemplo, variar simultáneamente el VOLTAJE Y LA FRECUENCIA para mantener constante la relación V/Hz a través del rango de 0 a 60Hz. En la mayoría de los drives de velocidad variable se mantiene constante a un valor cercano a 60Hz².

El diagrama abajo detalla esta situación:

² Tomado del pdf "VDF fundamentals" kilowatt Classroom, LLC.

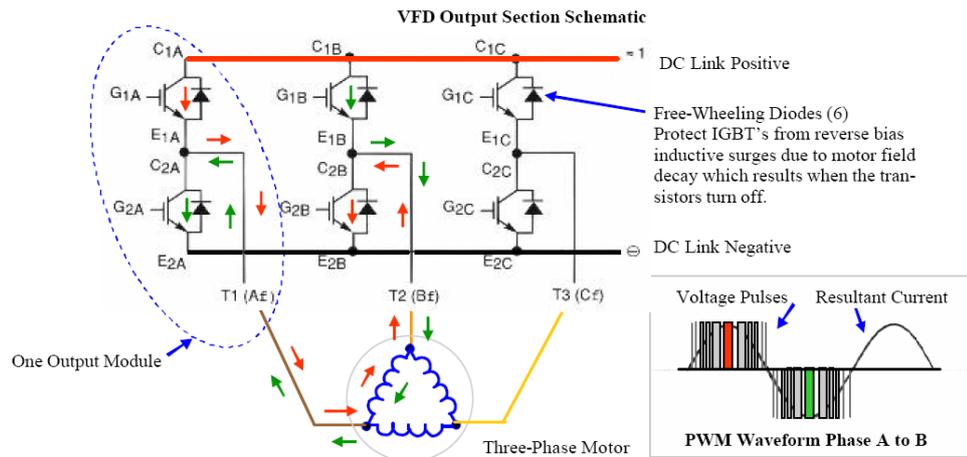


Gráfica 74: Característica torque / velocidad en AFC.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

3.8.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL INVERSOR.

La circuitería del inversor genera corriente alterna AC por la conmutación secuencial de corriente directa en direcciones alternadas a través de la carga.

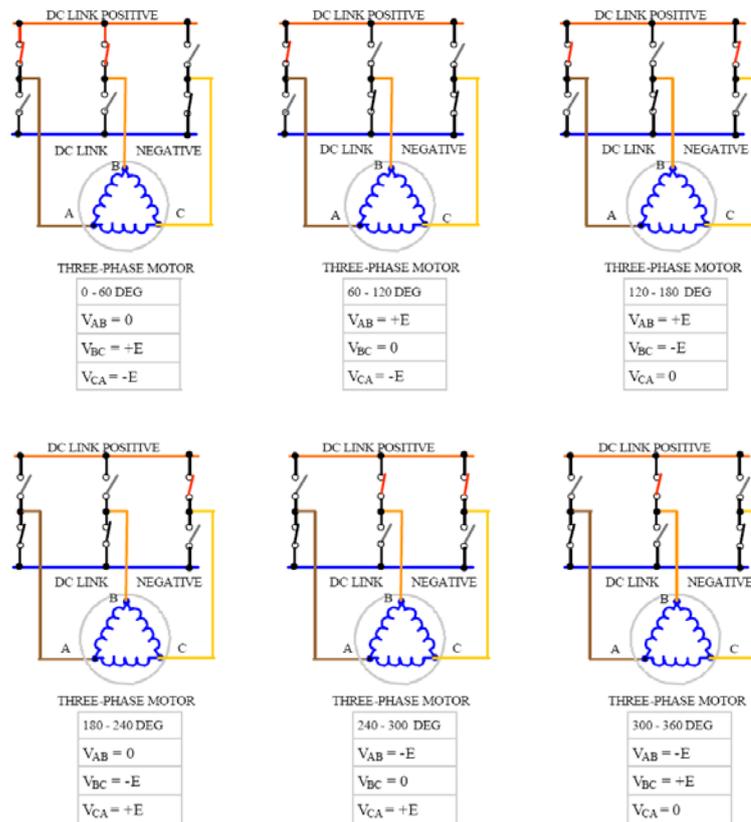


Gráfica 75: Principio de generación de la salida PWM.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

El gráfico arriba mostrado, ilustra este proceso; la generación de un solo pulso positivo (rojo) y otro negativo (verde) distanciados 180° eléctricos.

Para analizar este circuito, se usará el método tradicional de circuito (la corriente fluye desde el positivo al negativo), el equipo Accutrol 400 es un drive trifásico y por ende seguirá una secuencia para la generación de disparos (usando PWM), inicialmente producirá disparos para producir flujo de corriente entre los devanados marcados A-C y B-C para producir el arranque desde la inercia. Gracias a que los dispositivos son de estado sólido se puede aproximar su funcionamiento con switches abiertos y cerrados tal como se ve a continuación:



Gráfica 76: Aproximación ideal de la salida del AFC.

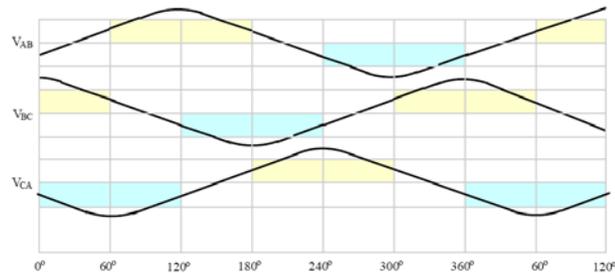
Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

Los switches cerrados desde el bus positivo son marcados con rojo, y los que se conectan con el bus negativo con negro. Cuando un bobinado del motor es conectado al mismo potencial (bus) sea este positivo o negativo, el voltaje a través del bobinado será de 0V.

Si una bobina es conectada al voltaje positivo, ese terminal será su referencia con la primera letra de etiqueta, por ejemplo la A en AB y por ende el voltaje producido es

positivo; de lo contrario es negativo, por ejemplo la B en AB, el flujo de corriente es inversa y por ende su polaridad cambiada.

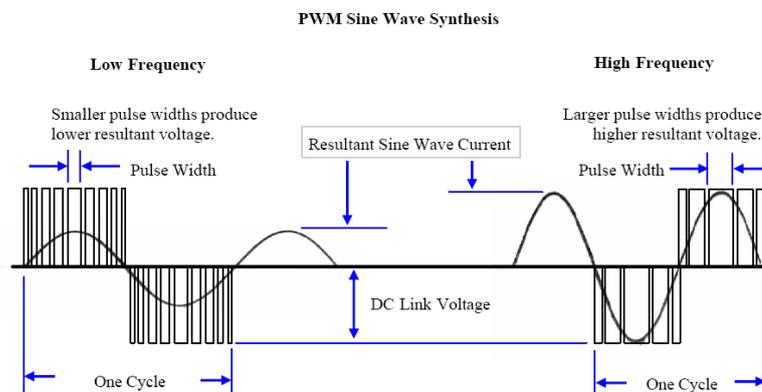
Se aprecia también unas tablas, detallando el grado eléctrico cuando ocurrió la conmutación que provocó ese voltaje de salida.



Gráfica 77: Diagrama de tiempo/frecuencia usando PWM.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

Una síntesis del funcionamiento del PWM en el inversor Accutrol 400, desarrollado como ejemplo de aplicación industrial:



Gráfica 78: Síntesis de la generación PWM.

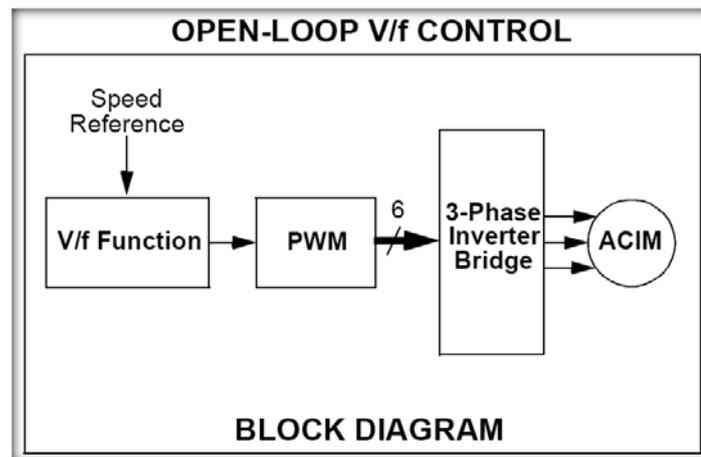
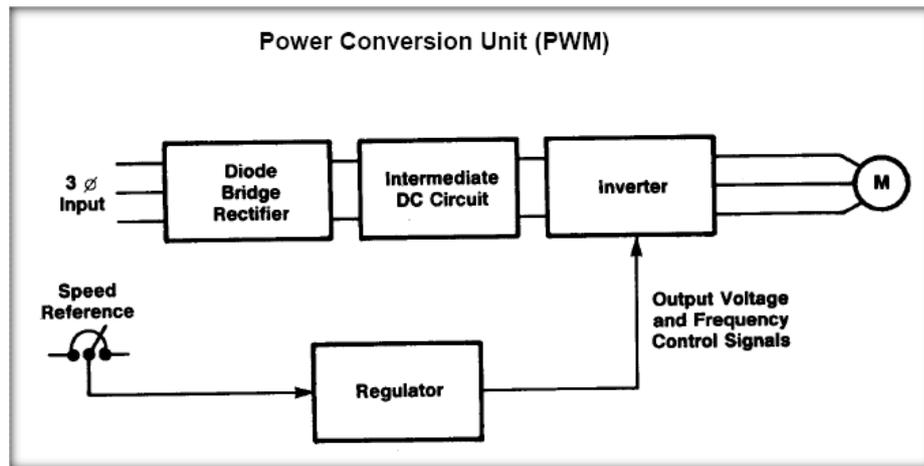
Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

Se puede observar el comportamiento a bajas y altas frecuencias con estas conclusiones:

- El voltaje de enlace (DC link) es constante.
- La amplitud de pulso es constante sobre el rango de frecuencia y llega a ser como máximo el valor de DC link.
- Pequeños anchos de pulso producen un voltaje resultante bajo.
- Largos anchos de pulso producen un voltaje resultante alto.

3.9.- ARQUITECTURA DE CONTROL DEL ACCUTROL 400

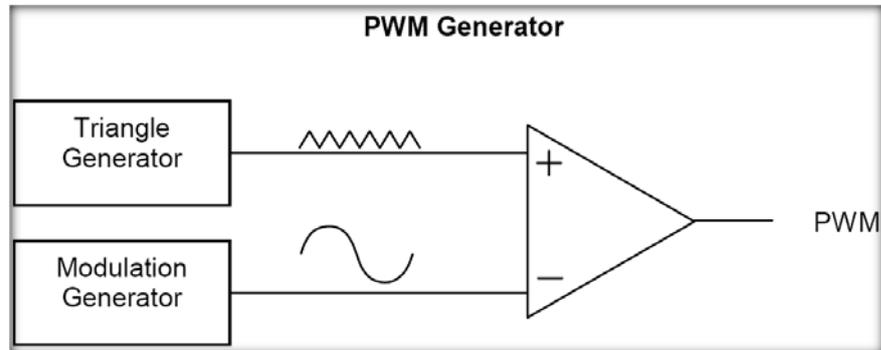
En la gráfica 87 se muestra el diagrama en bloques de una unidad de conversión de potencia que utiliza PWM. En este tipo de drive, un puente rectificador a base de diodos provee de voltaje al circuito intermedio DC. En el circuito intermedio DC, el voltaje DC es filtrado en un filtro LC pasa bajos. La frecuencia de salida y el voltaje son controlados electrónicamente para controlar los anchos de pulsos de voltaje que se aplican al motor.



Gráfica 79: Esquema general del Accutrol 400.

Fuente: "VDF fundamentals" kilowatt Classroom, LLC, website

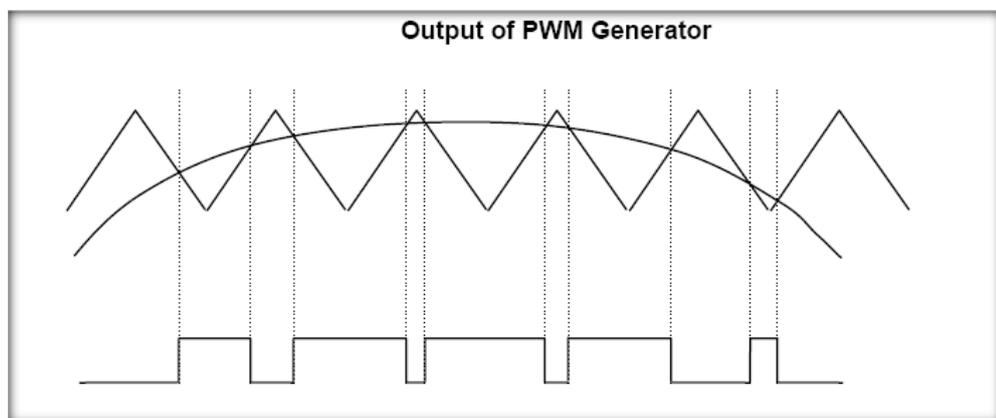
Esencialmente estas técnicas de conmutación requieren dispositivos de potencia como transistores o IGBTs con elevados tiempos de encendido y apagado para poder generar los niveles RMS de voltaje adecuado. Este esquema de conmutación, requiera un regulador más complejo. Con el uso de microprocesadores, estas funciones de regulación tan complejas son manejables. Combinando ondas triangulares y ondas senoidales se producen los voltajes de salida.



Gráfica 80: Generación electrónica del PWM

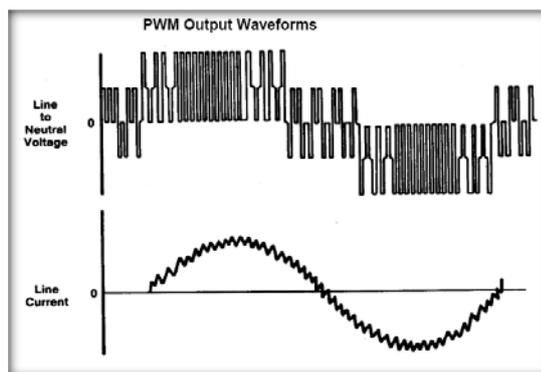
Fuente: "VDF fundamentals" kilowatt Classroom, LLC, website

La onda triangular es la portadora señal de frecuencia del inversor. El generador modulado, produce una senoide que determina ancho de los pulsos y también el voltaje RMS de la salida del inversor.



Gráfica 81: Salida del generador PWM.

Fuente: "VDF fundamentals" kilowatt Classroom, LLC, website



Gráfica 82: Salida del generador PWM.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

Los drives que usan la técnica PWM tienen varios niveles de desempeño basados en algoritmos de control. Existen 4 tipos básicos de control para drives AC hoy en día, los cuales son:

- 1) VOLTIOS POR HERTZ.
- 2) CONTROL VECTORIAL SIN SENSOR.
- 3) CONTROL VECTORIAL POR FLUJO.
- 4) CONTROL DE CAMPO ORIENTADO.

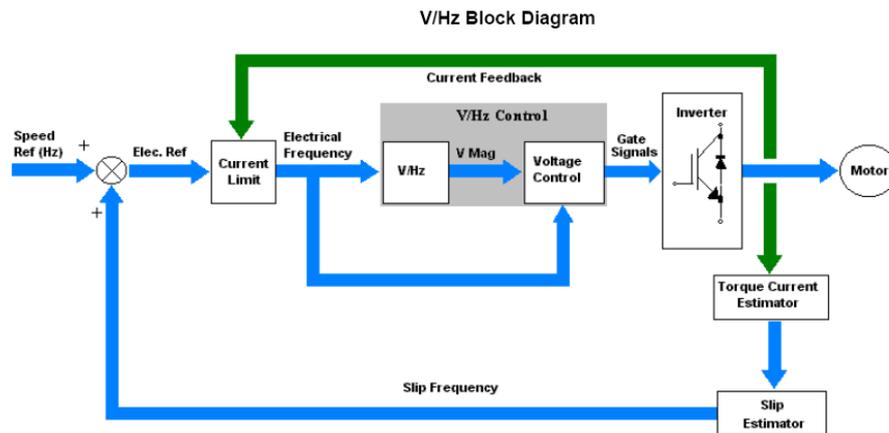
El control voltios por hertz es el método de control básico, el cual provee frecuencia variable para aplicaciones como ventiladores y bombas. Este provee control efectivo de velocidad y torque a costos razonables.

El control vectorial sin sensor, provee mejor regulación de velocidad y la habilidad de producir arranques con alto torque. El control vectorial por flujo, provee una velocidad más precisa y control de torque con respuesta dinámica.

El control de campo orientado, provee el mejor control de velocidad y torque permitido para motores AC. Este provee desempeño DC en motores AC, y aplicable para aplicaciones DC.

3.10.- VOLTIOS POR HERTZ.

Este tipo de control es la más simple forma de tomar un comando referencial de velocidad de una fuente externa y variar la frecuencia y voltaje aplicado al motor. Manteniendo el rango constante de V/Hz, el drive puede controlar velocidad del motor conectado



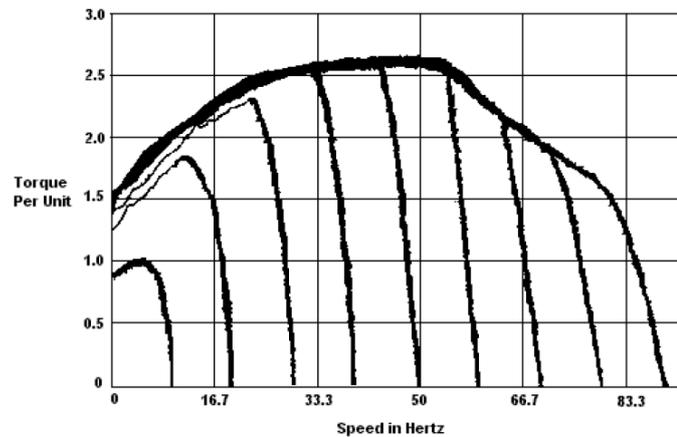
Gráfica 83: Diagrama en bloques de la función V/Hz.

Fuente: "VDF fundamentals" kilowatt Classroom, LLC, website

Típicamente, se tiene un bloque para limitar corriente, y comandos para cambiar la frecuencia cuando la corriente del motor excede un valor predeterminado. El bloque V/Hz convierte el comando de corriente a un rango Voltio por Hertz. Esto supe un comando de magnitud de voltaje al bloque de control de voltaje. Esto determina el flujo de corriente al motor.

Si el ángulo esta incorrecto el motor puede operar inestablemente. Si el ángulo no es controlado correctamente en el bloque V/Hz esto se verá reflejado en la inestabilidad de operación. Un dato adicional en los drives modernos es el bloque de **"COMPENSACIÓN DE DESLIZAMIENTO"** que se incorpora al control de velocidad. Este altera la frecuencia de referencia cuando los cambios en la velocidad de la carga se mantienen cercanos a velocidad deseada. Mientras este tipo de control es muy bueno para ciertas aplicaciones, no es tan recomendable en que se requiere alto desempeño dinámico, aplicaciones donde el motor funciona a velocidades muy bajas, o aplicaciones que requieren control directo en el torque del motor, más que en la frecuencia del mismo.

3.11 VELOCIDAD V/HZ VS TORQUE



Gráfica 84: Curva de correlación velocidad vs torque.

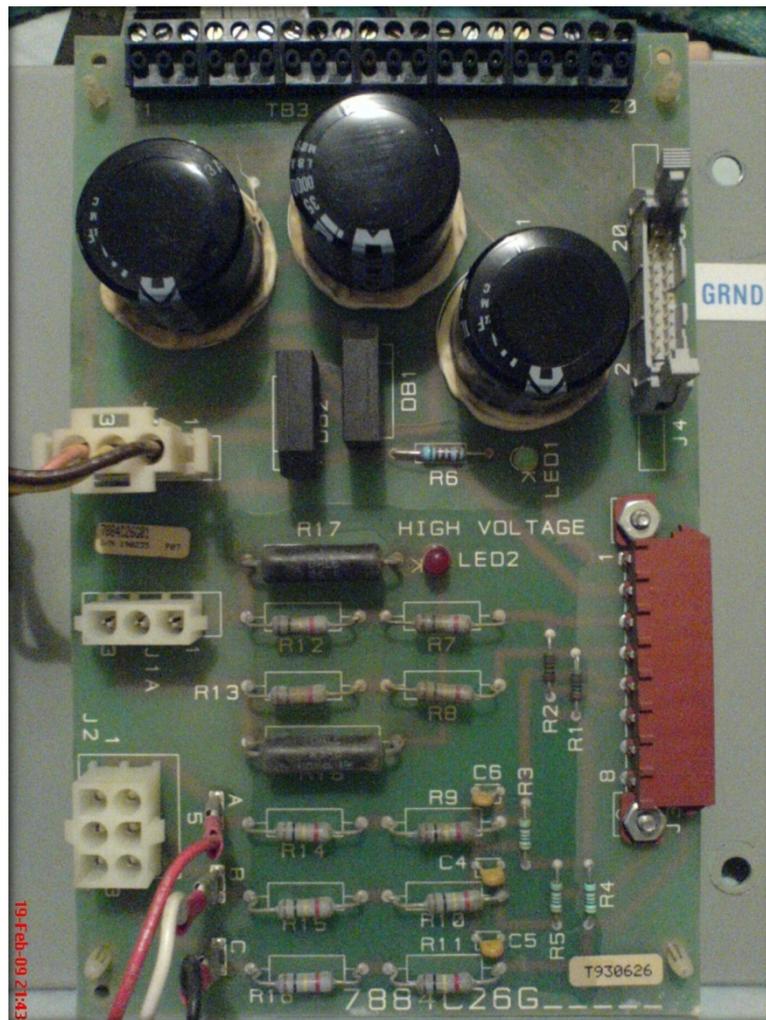
Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

El gráfico arriba mostrado, indica la relación entre torque y la relación V/Hz en un drive.

Un transductor de torque conectado directamente al eje del motor mostró una tabla que fue representada de mejor manera en el gráfico. El drive entrega una referencia fija de velocidad/frecuencia.

Cuando la carga del motor es incrementada se monitorea el torque actual del eje. Se encontró que el drive pierde la habilidad de mantener un alto torque de salida a velocidades menores de 3 Hz. Esta es una característica normal en los drives con control V/Hz y es una de las razones que el rango de velocidad de operación en los drives V/Hz es de 20:1.

3.12.- FUENTE DE VOLTAJE

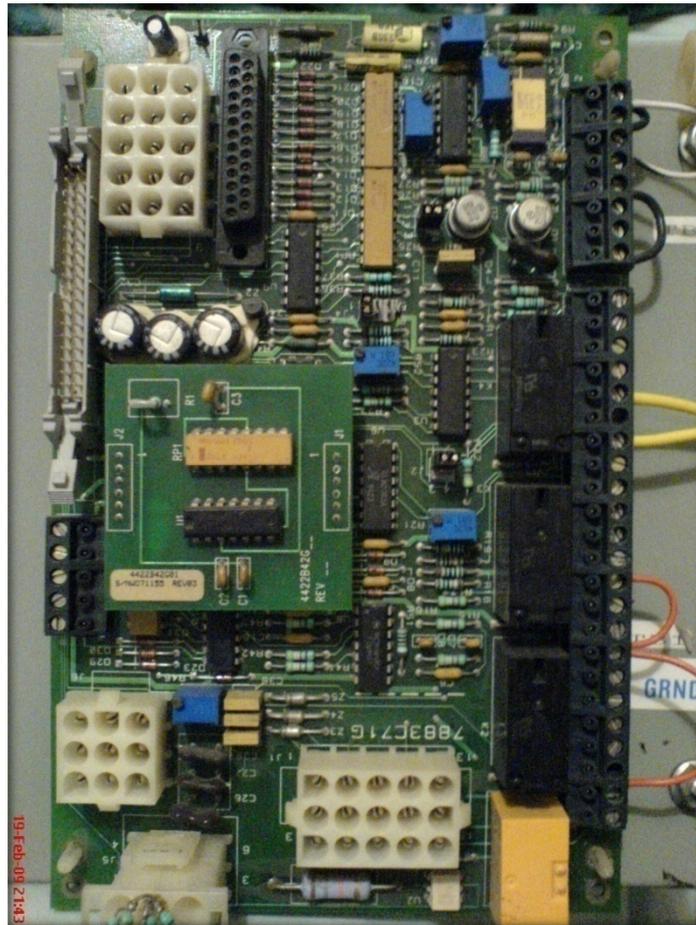


Gráfica 85: Foto tomada a la tarjeta electrónica de la fuente de voltaje de control

Fuente: los autores

Tarjeta diseñada para entregar voltaje DC de diferentes valores para las diversas etapas del variador. Además se destacan una fuente de 36 volts para el panel operador; salidas de alto voltaje hacia la **SCALE BOARD** y la descomposición del conector J4 en la bornera TB1, la cual setea parámetros en el panel operador.

3.13.- MAIN BOARD DE ACCUTROL 400.



Gráfica 86: Foto tomada a la Main Board del equipo Accutrol 400.

Fuente: los autores

Tarjeta que controla las señales que gobiernan a las **BASE DRIVE BOARDS** y que se traducen en pulsos (PWM) aplicados a los packs Darlington, dicho en otras palabras es el CPU de nuestra unidad.

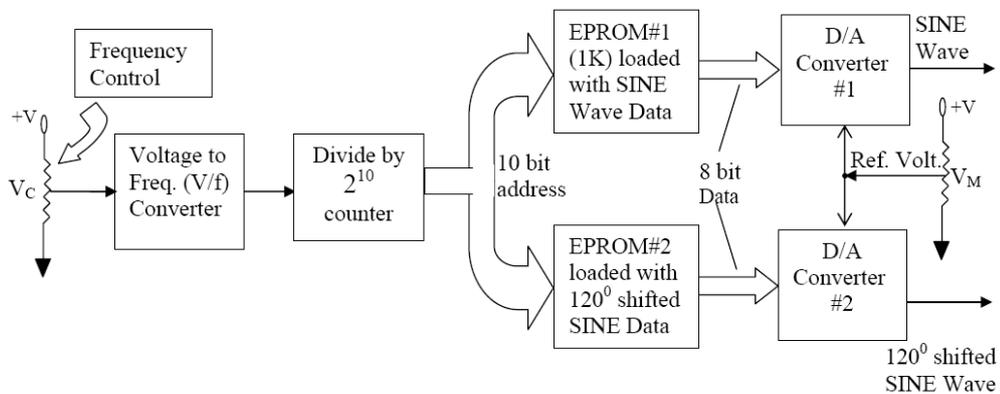
Toma señales como las salidas de los **TRANSFORMADORES DE CORRIENTE** que retroalimentan al sistema, señales remotas en la bornera TB3 y como salida las 4 señales a cada **BASE DRIVE BOARD** (tarjetas de disparo por cada fase). Además interactúa con la información (datos de lectura y escritura) proveniente del panel operador mas información de memorias EPROMs que contienen la data de Parametrización y seteo de todo el árbol de programación del equipo.

3.14.- CIRCUITO PARA LA GENERACIÓN DE SEÑALES PWM

Como se mencionó anteriormente, un inversor trifásico senoidal PWM requeriría un conjunto equilibrado de las tres señales sinusoidales de modulación, junto con una señal portadora triangular de alta frecuencia.

Para un VARIADOR DE FRECUENCIA DE VOLTAJE VARIABLE (VVVF inversor tipo), un requisito típico de variadores de velocidad de motores de corriente alterna es la magnitud y frecuencia de la componente fundamental de la tensión de salida del inversor que necesita ser controlada. Esto se requiere para la generación de tres señales de modulación de fase, a más necesita tener magnitudes idénticas y la diferencia de fase de 120 grados entre ellos en todas las frecuencias de funcionamiento.

Generar un equilibrio trifásico de ondas sinusoidales y frecuencias controlables es una tarea bastante difícil para un circuito analógico y por lo tanto muy a menudo se prefiere una mezcla de un circuito digital y analógico. La grafica siguiente muestra un esquema básico, un diagrama de bloques, donde las ondas sinusoidales trifásicas son generadas con la ayuda de las memorias EPROM, convertidores D / A, etc.



Schematic circuit for generation of balanced sinusoidal signals

Gráfica 87: Circuito para la generación de senoides para PWM.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

En el circuito de la figura, dos memorias EPROM están cargadas de valores discretos de onda senoidal. La primera EPROM contiene valores $\text{Sin}(\Phi)$ y la segunda EPROM contiene valores $\text{Sin}(\Phi - 120^\circ)$ para $0^\circ < \Phi < 360^\circ$.

Supongamos que las memorias EPROM son de 1Kb (1024 localidades de memoria). En EPROM#1 $\sin(\Phi)$ se almacenan serial y periódicamente los valores de Φ . En consecuencia, la primera ubicación de EPROM#1 contiene el $\sin(0^\circ)$ en forma digital, es decir, todos los bits son ceros.

La segunda ubicación de la memoria contiene $\sin(360^\circ/1024)$ en forma digital y así sucesivamente. Así mismo, la primera ubicación de memoria de la EPROM#2 contiene $\sin(120^\circ)$ y la segunda ubicación contendrá $\sin(120^\circ+360^\circ/1024)$ en formato digital. El contenido de una ubicación de memoria en particular puede ser accedido de forma asincrónica por la alimentación de la palabra dirección correspondiente. Una EPROM de 1Kb tendrá 10 líneas de dirección. Cuando todos los bits de direcciones son cero, el punto de ubicación de la memoria es el primero.

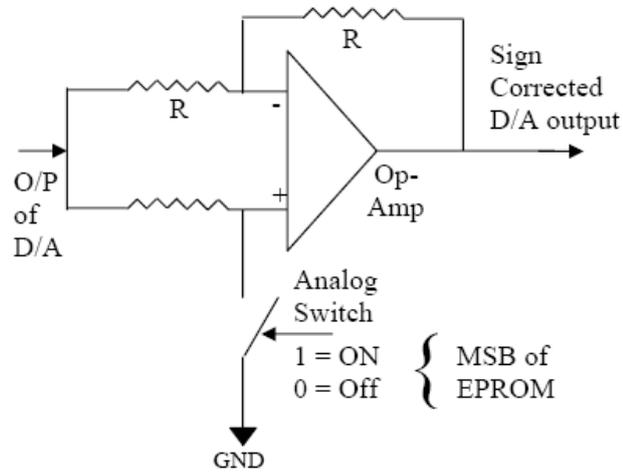
Como los incrementos de dirección se apuntara al siguiente correspondiente. Las memorias EPROM generalmente tienen una longitud de palabra de 8-bits. Con esto, ahora el resultado del $\sin(\Phi)$, bien puede ser positivo o negativo.

Notar que en la digitalización de los valores se debe tener cuidado de diferenciar un bit de la palabra de un bit de signo. Por ejemplo, en los 8 bits (1 byte de longitud) el MSB puede ser utilizado como bit de signo en la transmisión con el protocolo adecuado, sea este cero si es positivo y 1 el número es negativo o viceversa.

Dejando un bit de signo (el MSB), la escala de magnitudes de $\sin(\Phi)$ desde 0.0 a 1.0 se divide así: 27/128 partes iguales y en consecuencia la senoide es digitalizada.

Así, cuando $\sin(\Phi) = 1 / 128$, la palabra que debe ser almacenada es 0000 0001 para valores positivos. Para los valores negativos se cambia el dígito de signo. Así, por ejemplo: $\sin(\Phi) = -1/64$, la palabra que se almacenen debe ser 1000 0010. Aquí "1" en la ubicación MSB indica que el número es negativo. Como se observa en el diagrama de bloques de la figura anterior cada salida EPROM alimenta a un convertidor D / A (digital a analógico) para finalmente llegar a un valor analógico de $\sin(\Phi)$. Ahora, en el convertidor D / A, el bit de signo es usado para definir alternancia de voltaje. La entrada MSB de D / A puede ser conectado a tierra.

Un mecanismo simple como el siguiente circuito utiliza un conmutador analógico, un amplificador y una resistencias de algunos asignar señal correcta a la salida analógica del convertidor D / A:



A simple sign corrector Circuit

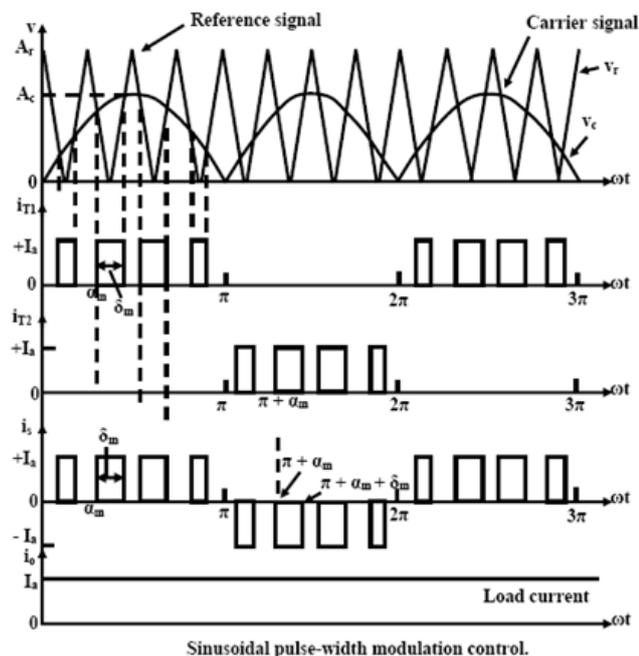
Gráfica 88: Circuito electrónico con OPAM para la escritura.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

Los circuitos de alta frecuencia generador de forma de onda portadora triangular son sencillos de realizar. La salida del comparador da el patrón PWM necesario. La frecuencia de salida (así como su magnitud) se puede variar en un bucle abierto o de circuito cerrado, variando el voltaje de control V y VCM.

3.15.- MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO SENOIDAL.

Varios tipos de modificaciones en las técnicas de PWM se han propuesto. Un método importante es modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM) de control, el ancho de pulso se generan mediante la comparación de un voltaje de referencia triangular V_R de amplitud A_r y frecuencia de F_R , con un voltaje sinusoidal portador de amplitud variable A_c y frecuencia $2F_S$. La tensión sinusoidal V_C está en fase con el voltaje de fase de la entrada y tiene el doble de la frecuencia de suministro F_s . El ancho de los pulsos (y la tensión de salida) son variadas, cambiando la amplitud de A_r o el índice de modulación. La duración es menor en el centro de la señal portadora (senoidal), y aumenta a medida que va al principio y al final de la señal. En la gráfica 89 muestra las formas de onda, incluyendo las corrientes a través de tiristores y la corriente de entrada y de carga de corriente (se supone que continua). Cabe señalar que, en el caso anterior (control PWM múltiples), el ancho de pulso son uniformes (igual). En este tipo de control, el factor de desplazamiento es la unidad, y el factor de potencia es mejorado.



Gráfica 89: Formas de onda de la modulación PWM.

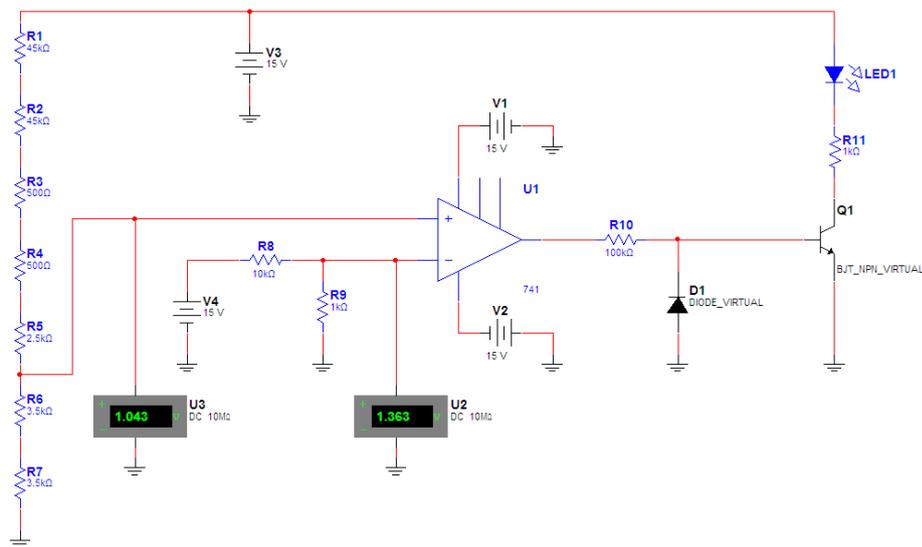
Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

Por ejemplo, para la duración de cuatro pulsos por medio ciclo, el más bajo orden armónico es el quinto, y así sucesivamente.

Diferentes modificaciones se han sugerido para tomar un ejemplo, como el ancho de pulso pequeño en el centro, como se muestra en la figura anterior, la señal portadora se modifica para hacer notar esto. Las formas de onda triangular se mantienen igual desde el comienzo hasta el final del ciclo, y luego el ancho de pulso puede ser uniforme.

A continuación, un detalle de las simulaciones realizadas en MULTISIM 10.0³, para demostrar el funcionamiento de algunas partes del sistema:

3.16.- ANALOGÍA EN ETAPA DE BASE DRIVE BOARDS.



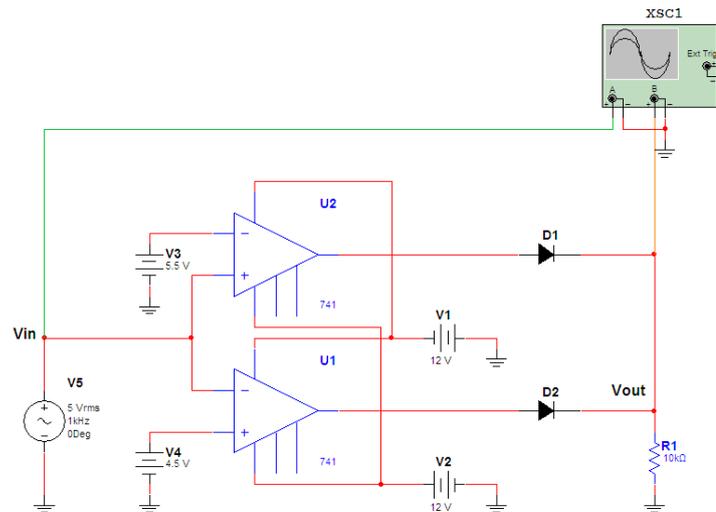
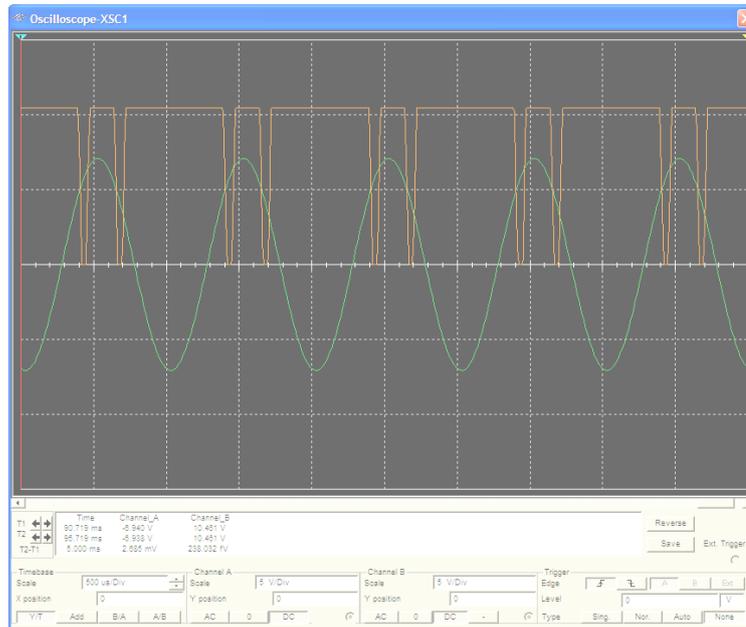
Gráfica 90: Circuito electrónico con OPAM para la escritura.

Fuente: los autores

El circuito simulado nos da una referencia del comportamiento y función del operacional en la comparación de voltajes a fin de crear una salida adecuada en forma, tensión, frecuencia, etc. A continuación se aprecia una variante con la forma de onda de salida.

³ Software para simulación electrónica, desarrollado por National Instruments.

3.17.- COMPARADOR DE VENTANA, USADO PARA GENERAR PWM.

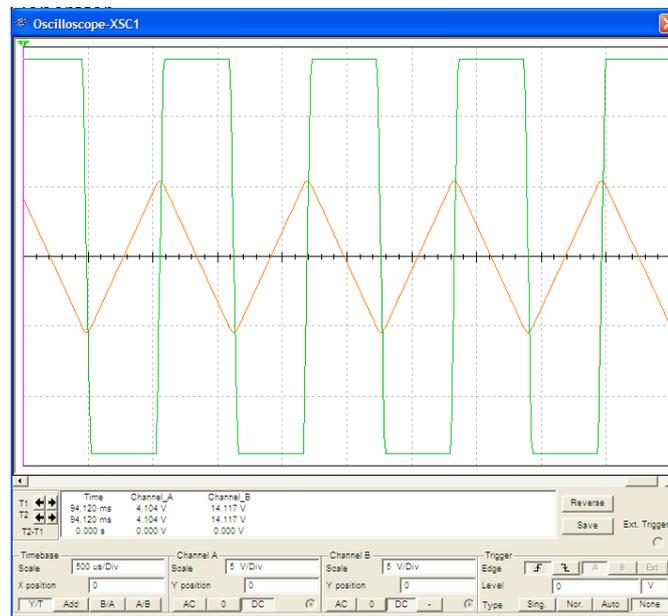
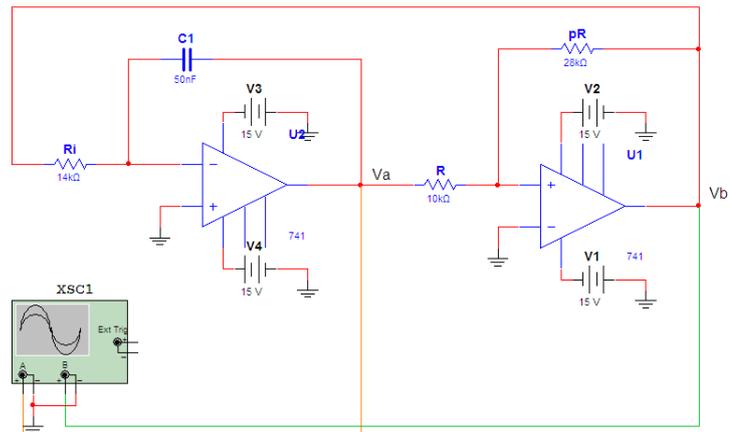


Gráfica 91: Circuito electrónico y forma de onda de salida del comparador.

Fuente: los autores

El comparador de ventana nos da referencia de un máximo y un mínimo de valores para una señal de entrada, se aprecia en la forma de onda de salida del osciloscopio.

3.18.- GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR USADO PARA PWM.

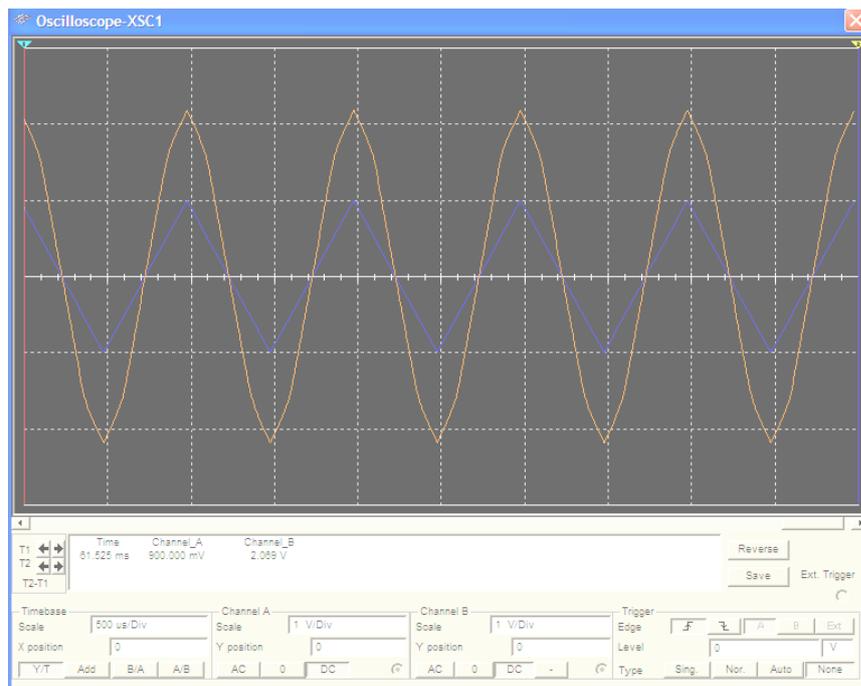
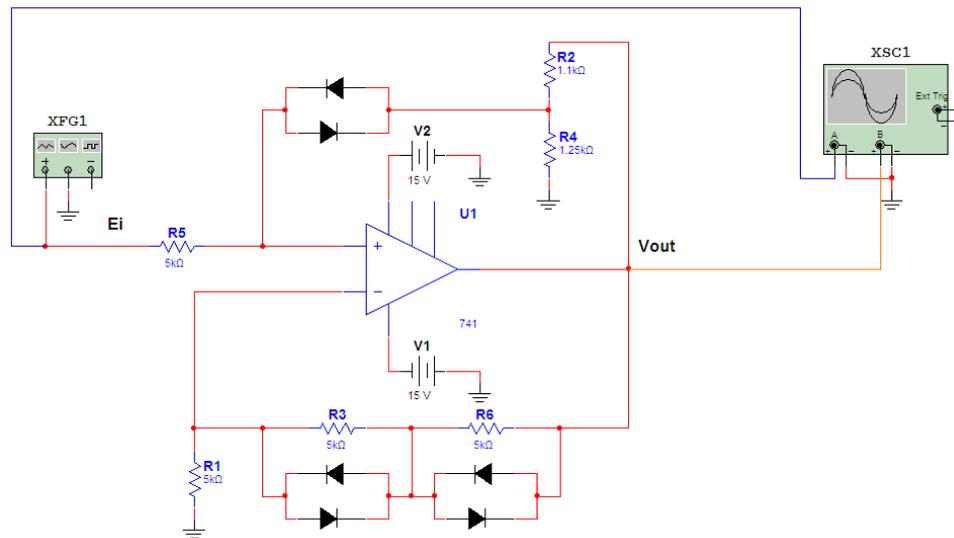


Gráfica 92: Circuito electrónico para la generación de onda triangular

Fuente: los autores

El circuito es una referencia que se utiliza en las base drive Boards del Accutrol (tarjetas de disparo para los Darlingtons de potencia).

3.19.- GENERADOR DE ONDA SENOIDAL/TRIANGULAR

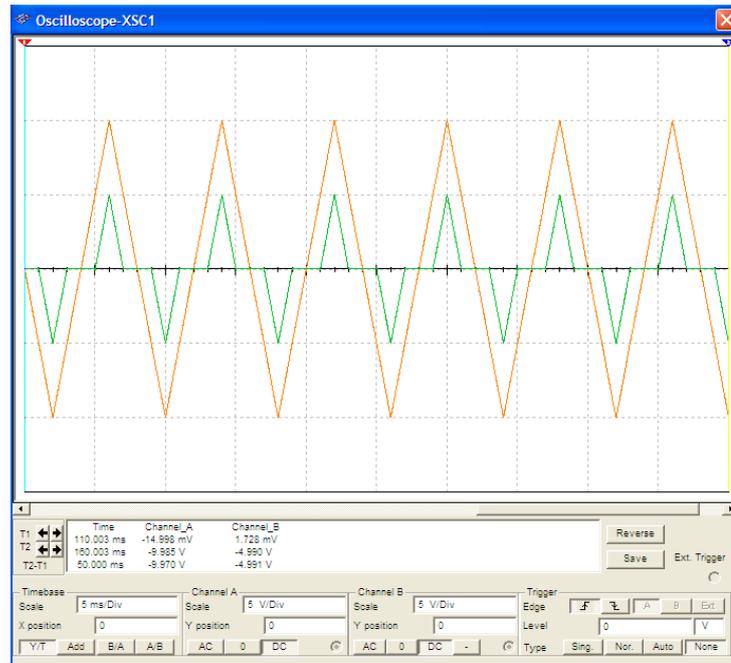
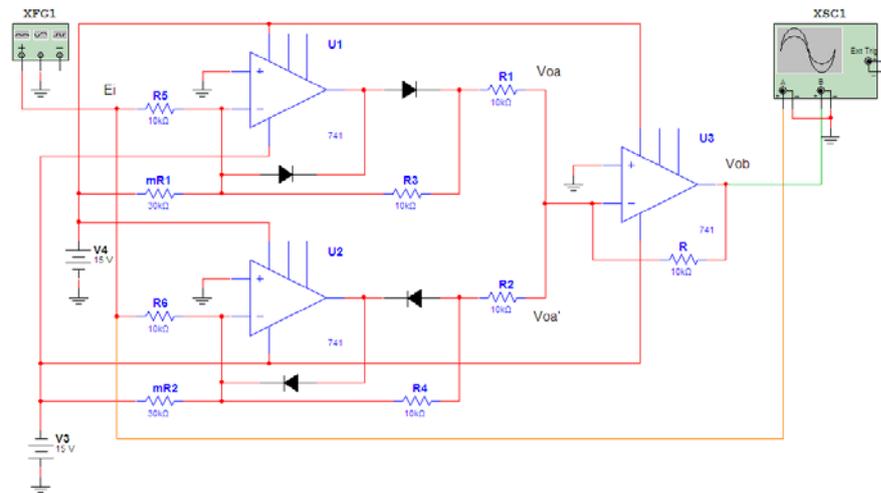


Gráfica 93: Circuito electrónico y forma de onda de salida del generador.

Fuente: los autores

El circuito genera una onda senoidal en fase con la señal de cuadratura en este caso usamos una triangular por la simetría de los picos de onda y su característica equivalente.

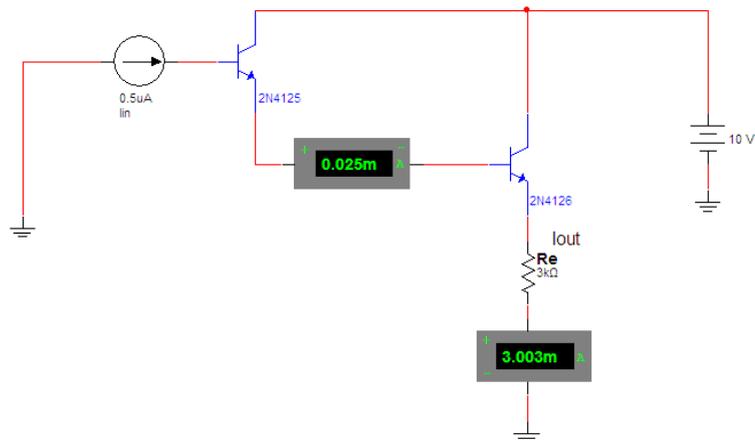
3.20.- CIRCUITO GENERADOR DE ZONA MUERTA.



Gráfica 94: Circuito electrónico y forma de onda de salida del generador

Estos tipos de circuitos son comunes en los sistemas de conmutación de elementos de estado sólido de potencia, en nuestro caso es una señal que emite la lógica de integrados en la *Main board* del Accutrol 400, misma que pasa por las *base drive boards*.

3.21.- CONMUTACIÓN DARLINGTON.



Gráfica 95: Circuito electrónico de conmutación transistorizada.

Fuente: los autores

Esta configuración sirve para que el dispositivo sea capaz de proporcionar una gran ganancia de corriente (parámetro β del transistor) y, al poder estar todo integrado, requiere menos espacio que dos transistores normales en la misma configuración. La ganancia total del Darlington es el producto de la ganancia de los transistores individuales. Un dispositivo típico tiene una ganancia en corriente de 1000 o superior. También tiene un mayor desplazamiento de fase en altas frecuencias que un único transistor, de ahí que pueda convertirse fácilmente en inestable. La tensión base-emisor también es mayor, siendo la suma de ambas tensiones base-emisor, y para transistores de silicio es superior a 1.2V. La beta de un transistor o par Darlington se halla multiplicando las de los transistores individuales. La intensidad del colector se halla multiplicando la intensidad de la base por la beta total.

$$\beta_{\text{Darlington}} = \beta_1 \cdot \beta_2 + \beta_1 + \beta_2$$

Si β_1 y β_2 son suficientemente grandes, se da que:

$$\beta_{\text{Darlington}} \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

Un inconveniente es la duplicación aproximada de la base-emisor de tensión. Ya que hay dos uniones entre la base y emisor de los transistores Darlington, el voltaje base-emisor equivalente es la suma de ambas tensiones base-emisor:

$$V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2} \approx 2V_{BE1}$$

Para la tecnología basada en silicio, en la que cada V_{BE} es de aproximadamente 0,65 V cuando el dispositivo está funcionando en la región activa o saturada, la tensión base-emisor necesaria de la pareja es de 1,3 V.

Otro inconveniente del par Darlington es el aumento de su tensión de saturación. El transistor de salida no puede saturarse (es decir, su unión base-colector debe permanecer polarizada en inversa), ya que su tensión colector-emisor es ahora igual a la suma de su propia tensión base-emisor y la tensión colector-emisor del primer transistor, ambas positivas en condiciones de funcionamiento normal. (En ecuaciones, $V_{CE2} = V_{BE2} + V_{CE1}$, así $V_{C2} > V_{B2}$ siempre.)

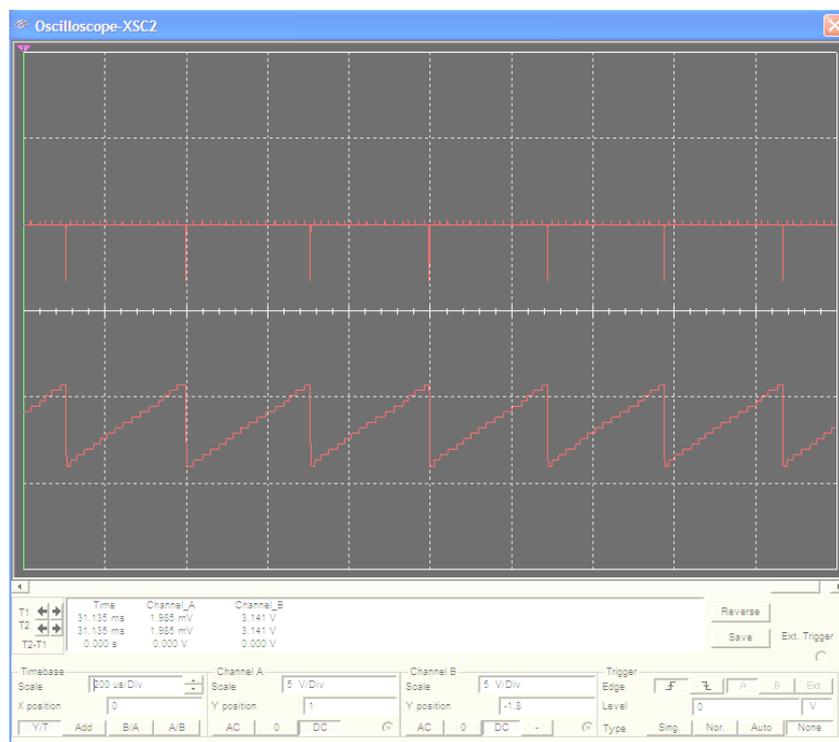
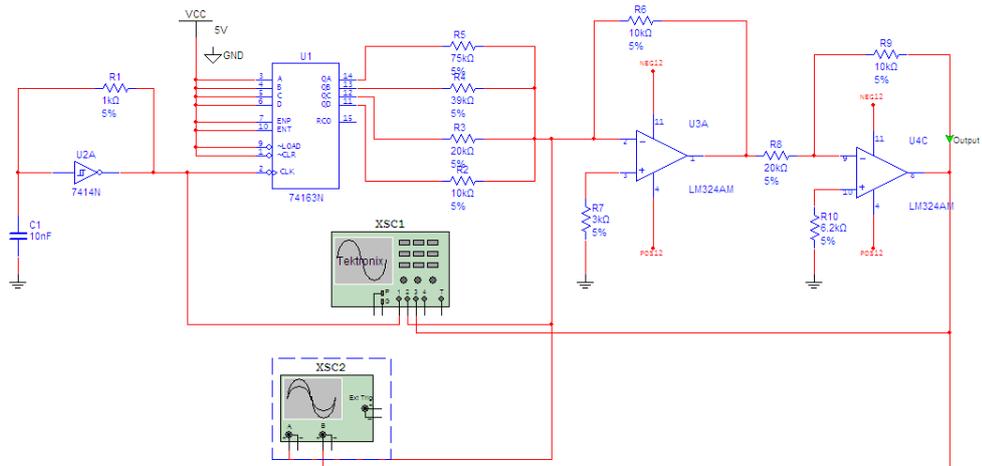
Por lo tanto, la tensión de saturación de un transistor Darlington es un V_{BE} (alrededor de 0,65 V en silicio) más alto que la tensión de saturación de un solo transistor, que es normalmente 0,1 – 0,2 V en el silicio.

Para corrientes de colector iguales, este inconveniente se traduce en un aumento de la potencia disipada por el transistor Darlington comparado con un único transistor.

Otro problema es la reducción de la velocidad de conmutación, ya que el primer transistor no puede inhibir activamente la corriente de base de la segunda, haciendo al dispositivo lento para apagarse.

Para paliar esto, el segundo transistor suele tener una resistencia de cientos de ohmios conectada entre su base y emisor. Esta resistencia permite una vía de descarga de baja impedancia para la carga acumulada en la unión base-emisor, permitiendo un rápido apagado.

3.2.2.- CIRCUITO GENERADOR DE SENAL PWM.

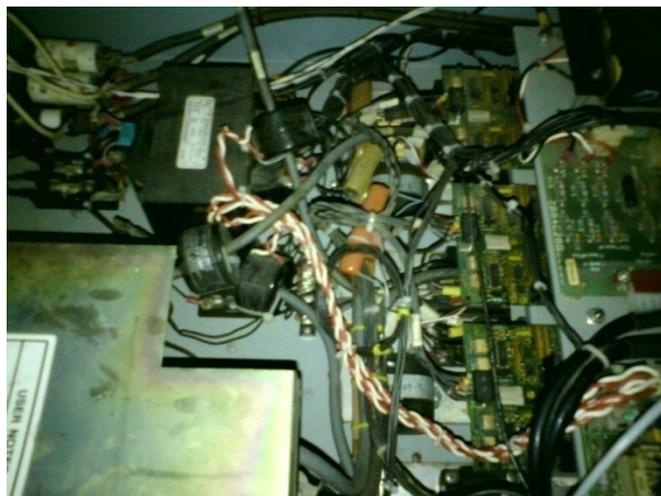


Gráfica 96: Circuito electrónico y forma de onda de salida del generador PWM.

Fuente: los autores

Estos tipos de circuitos son comunes en los sistemas de conmutación de elementos de estado sólido de potencia, en nuestro caso es una señal que emite la lógica CMOS en la *Main board* del Accutrol 400, misma que pasa por las *base drive Boards* para ser amplificada y aplicada a los packs de potencia.

3.23.- BASE DRIVE BOARDS

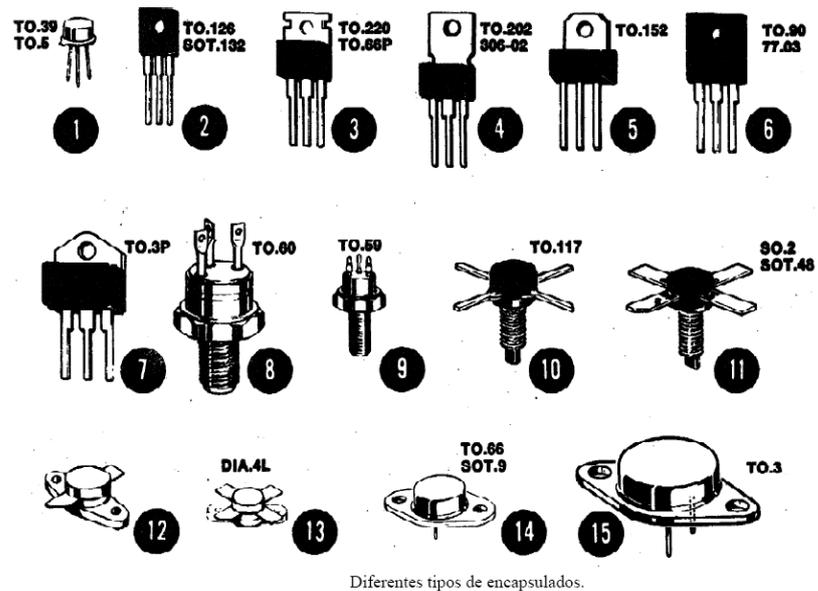


Gráfica 97: Fotos tomadas a las Base Drive Boards en el equipo.

Fuente: los autores

Las tres tarjetas que conforman el bloque de disparo del inversor, son exactamente mismas en configuración de elementos electrónicos, cada una dispara a su pack conectado a la salida con la información dada por la Main Board a través de sus sockets, esto a su vez se trata en cada tarjeta por separado distanciadas 120° eléctricos una de otra, las tarjetas tiene alimentación independiente por 2 sockets, un socket de entrada y otro de salida con la numeración respectiva.

3.24.- ENCAPSULADO DE TRANSISTORES EN EL EQUIPO.



Gráfica 98: Diversos encapsulados de transistores y elementos en el módulo.

Fuente: los autores

Comúnmente los vemos del tipo 2, 3, 4 y 15. En las etapas de Base Drive Boards y los circuitos monofásicos de control de fase.

Las presentaciones varían de acuerdo a parámetros como voltaje, corriente y potencia de disipación.

En medida de lo posible se ha aislado los tabs metálicos con micas plásticas y grasa térmica de silicona (mejora transferencia térmica) para que no haya riesgo de cortocircuito y/o electrocución.

3.25.- TRANSFORMADORES PARA BASE DRIVE BOARDS.



Gráfica 99: Fotos de los transformadores en el módulo.

Fuente: los autores

Encargados de transformar niveles de tensión de 220 VCA a 15-0-15 VCA para alimentar las dos entradas de voltaje a cada **BASE DRIVE BOARD**. Además se encargan de entregar voltaje AC simétrico para luego ser rectificado y filtrado para ser utilizado como señal base para el recorte simétrico del PWM.

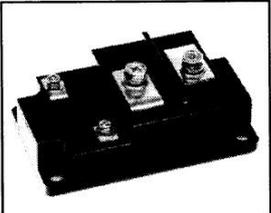
Estos transformadores son parte esencial en el proceso de las tarjetas de disparo para cada par complementario Darlington de alta velocidad de conmutación.

Los transformadores están dotados de la protección para impedancia parasita, un buen aislamiento, conexiones soldadas para evitar puntos calientes en operación nominal.

3.26.- TRANSISTORES DE ALTO PODER DE CONMUTACIÓN.

KS621220A7

**Single Darlington Transistor Module
200 Amperes/1200 Volts**



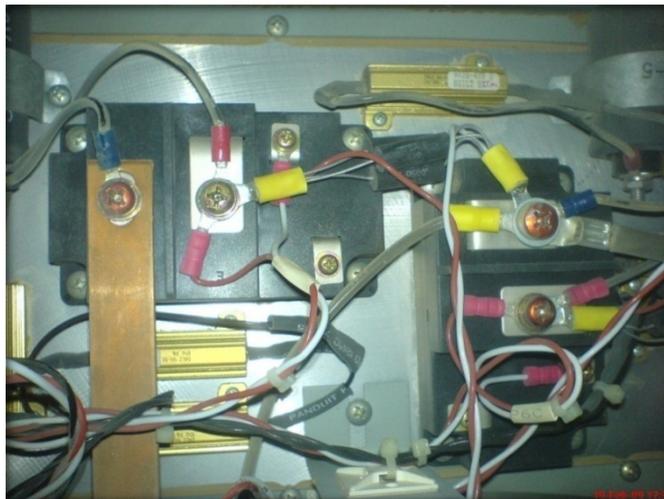
Description:
The Powerex Single Darlington Transistor Modules are high power devices designed for use in switching applications. The modules are isolated, consisting of one Darlington Transistor with a reverse parallel connected high-speed diode and base-to-emitter speed-up diode.

Features:

- Isolated Mounting
- Planar Chips
- Discrete Fast Recovery Feedback Diode
- High Gain (h_{FE})
- Base-Emitter Speed-up Diode

Applications:

- Inverters
- DC Motor Control
- Switching Power Supplies
- AC Motor Control

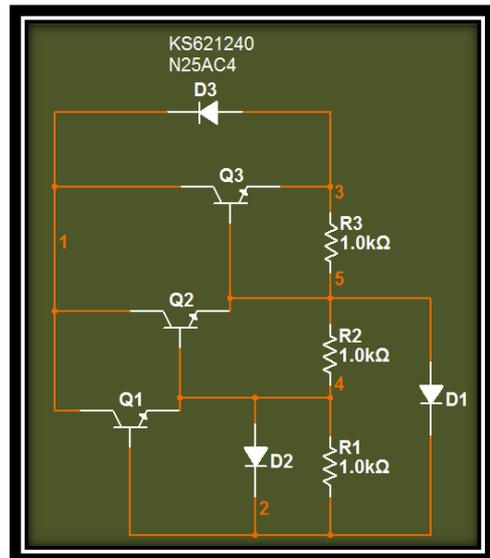
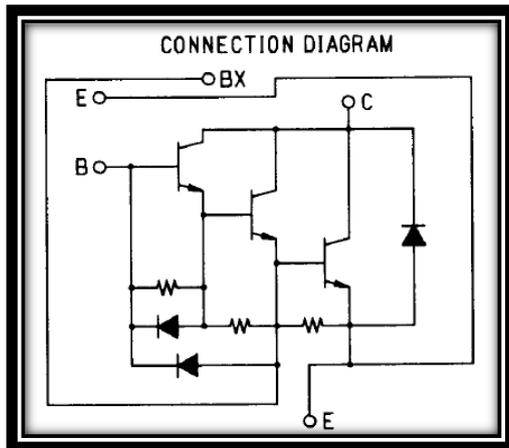


Gráfica 100: Packs Darlington utilizados en el módulo.

Fuente: los autores

Los módulos transistorizados PowerRex de Darlington Simple, son dispositivos de alta potencia, diseñados para ser usados en aplicaciones de conmutación de alta velocidad en usos industriales, tales como inversores, cicloconvertidores, recortadores, etc. Los módulos están aislados eléctricamente y consisten en un transistor Darlington con un diodo de alta velocidad conectado inversamente y en paralelo con un diodo de corte entre base y emisor.

A continuación los diagramas respectivos:



Gráfica 101: Diagramas esquemáticos de los packs Darlington

Fuente: los autores

Características:

1. Superficie aislada eléctricamente.
2. Chip de montaje plano.
3. Diodo de recuperación rápida de alta velocidad.
4. Alto beta (ganancia, h_{fe})
5. Uso de diodo Speed up entre base y emisor.

Aplicaciones:

1. Inversores.
2. Control de motores DC.
3. Fuentes de poder conmutadas.
4. Control de motores AC.

Hoja de datos:

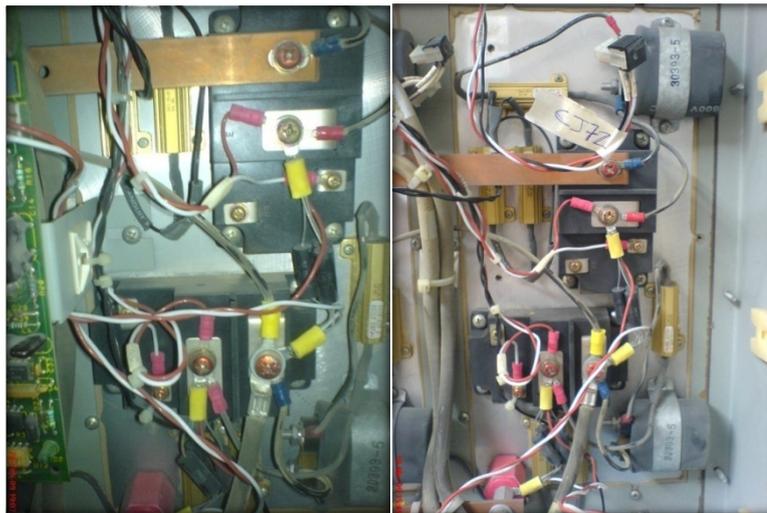
Se puede apreciar los detalles de la hoja de datos del fabricante, entre los cuales saltan a la vista el voltaje colector emisor, la máxima corriente admisible por el pack la cual está limitada exclusivamente por la capacidad del diodo de protección.

Absolute Maximum Ratings, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified			
Rating	Symbol	KS621240	Units
Junction Temperature	T_J	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Sustaining Voltage, $V_{BE} = -2\text{V}$	$V_{CEV(sus)}$	1200	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	1200	Volts
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	7	Volts
Collector-Emitter Voltage	V_{CEV}	1200	Volts
Continuous Collector Current	I_C	400	Amperes
Diode Forward Current	I_{FM}	400	Amperes
Continuous Base Current	I_B	20	Amperes
Diode Surge Current	I_{FSM}	4000	Amperes
Power Dissipation	P_T	3120	Watts
Max. Mounting Torque M8 Terminal Screws (E, C)	-	95	in.-lb.
Max. Mounting Torque M4 Terminal Screws (B, Bx, E)	-	12	in.-lb.
Max. Mounting Torque M6 Mounting Screws	-	26	in.-lb.
Modular Weight (Typical)	-	870	Grams
V Isolation	V_{RMS}	2500	Volts

Gráfica 102: Hoja de datos de los packs Darlington

Fuente: www.powerRex.com

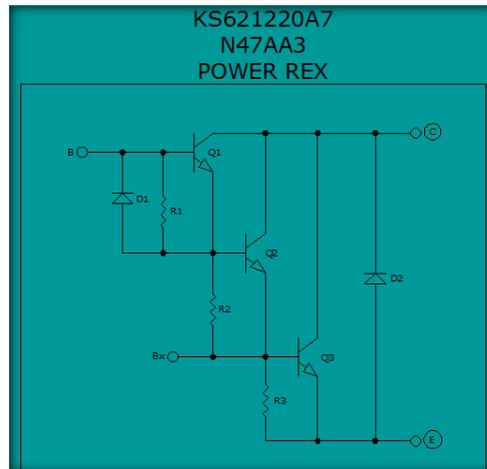
Se puede apreciar los detalles de la hoja de datos del fabricante, aquí se detallan los valores máximos que admite el pack Darlington.



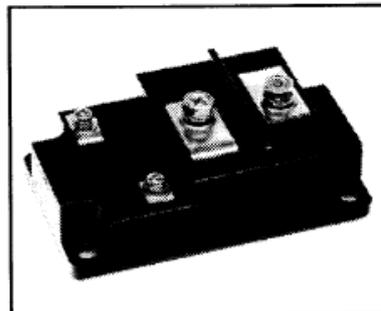
Gráfica 103: Fotos tomadas a la sección de conmutación

Fuente: los autores

3.27.- CIRCUITO ESQUEMÁTICO DE LA CONFIGURACIÓN DE SALIDA DE POTENCIA PARA INVERSORES TRANSISTORIZADOS



Single Darlington Transistor Module 200 Amperes/1200 Volts



Description:
The Powerex Single Darlington Transistor Modules are high power devices designed for use in switching applications. The modules are isolated, consisting of one Darlington Transistor with a reverse parallel connected high-speed diode and base-to-emitter speed-up diode.

Features:

- Isolated Mounting
- Planar Chips
- Discrete Fast Recovery Feedback Diode
- High Gain (h_{FE})
- Base-Emitter Speed-up Diode

Applications:

- Inverters
- DC Motor Control
- Switching Power Supplies
- AC Motor Control

Ordering Information:

Example: Select the complete eight digit module part number you desire from the table - i.e. KS621220A7 is a 1200 Volt, 200 Ampere Single Darlington Module with a gain of 75 at rated current (200 Amperes).

Type	$V_{CE0(sus)}$ Volts (X 100)	Current Rating Amperes (X 10)
KS62	12	20

Gráfica 104: Información técnica de los packs Darlington

Fuente: los autores

3.28.-TRANSISTOR BIPOLAR DE POTENCIA O BJT

Se trata del primer semiconductor controlable y su desarrollo permitió la construcción de los primeros amplificadores de electrónica de estado sólido. En el campo de la electrónica de potencia, este componente se emplea como interruptor controlable en vez de hacerlo como amplificador.

Desde el punto de vista de la capacidad del dispositivo para manejar tensiones y corrientes las prestaciones de los transistores de potencia son mucho más modestas que las de los tiristores. Uno de sus principales problemas radica en su comportamiento NTC (del inglés, *Negative Temperature Coefficient*) frente a la temperatura. Este comportamiento hace que al conectar en paralelo dos transistores bipolares, si por diferencias en la fabricación por uno de ellos circula más corriente que por el otro, el que más se calienta disminuyen su resistencia entre colector y emisor por lo que provoca un aumento automático de la corriente. Este fenómeno puede llevar a la destrucción de uno de los dispositivos.

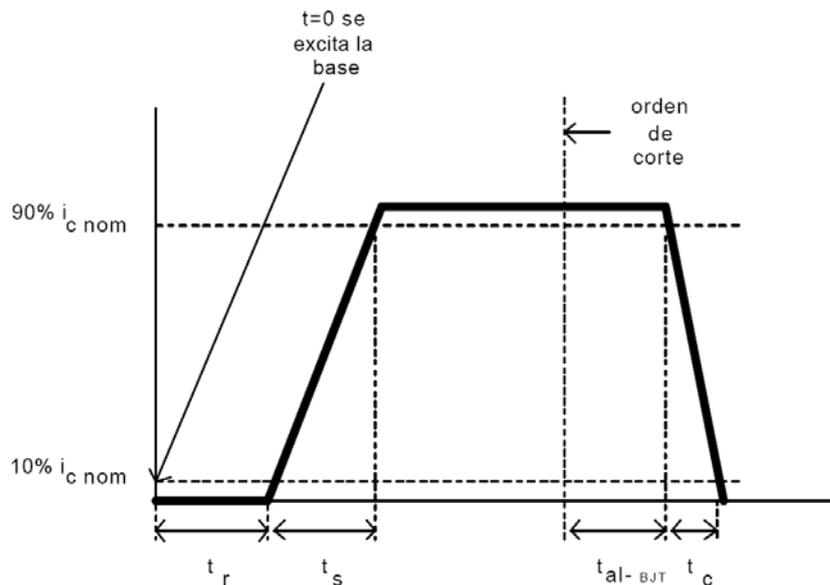
Al mismo tiempo, este tipo de dispositivos se controla mediante la introducción de forma permanente de una cierta corriente a través de su base.

Esta corriente resulta ser proporcional a la corriente que circula por el colector y a la ganancia del transistor que no suele ser demasiado elevada. Esto obliga a que las potencias de los circuitos de control de la base tengan que ser relativamente elevadas para garantizar los disparos. Para resolver este inconveniente sin que desaparezcan las ventajas del transistor de potencia, se usan asociaciones de transistores acoplados en conexión *Darlington*. En este tipo de montajes se coloca un transistor auxiliar en el camino base emisor del transistor de potencia para que la ganancia global del sistema sea el producto de las ganancias de cada uno de los transistores, y de esta forma se reduce la intensidad necesaria para su control.

Desde el punto de vista de su comportamiento dinámico en las transiciones entre corte y saturación o viceversa hay que señalar que se admiten frecuencias de conmutación superiores a las del tiristor, pudiendo llegar a conmutar sin ningún problema incluso con frecuencias de 10 ó 20 Khz. Los tiempos a tener en cuenta en cualquier análisis transitorio de este tipo de dispositivos son los siguientes:

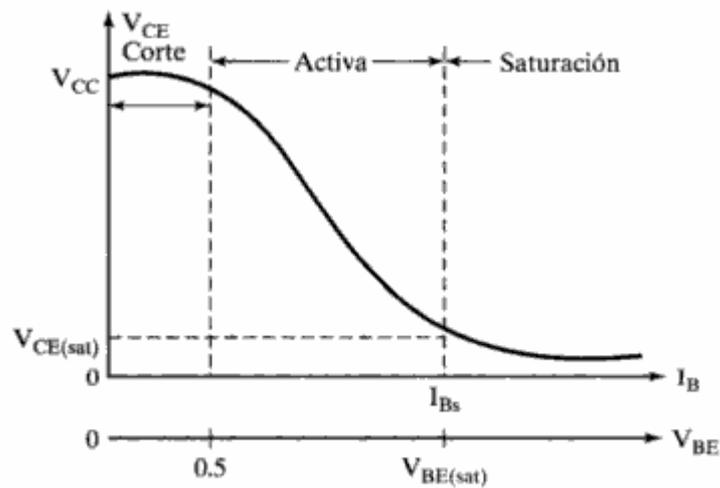
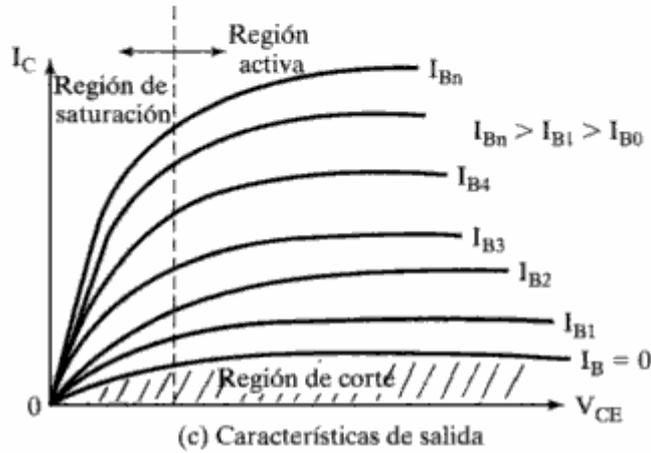
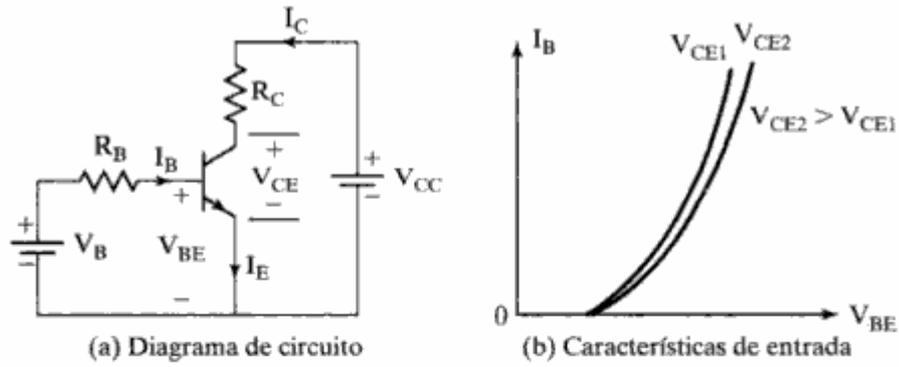
- Tiempo de retardo (t_r). Tiempo transcurrido entre el inicio de la excitación de la base y la llegada de la intensidad del colector al 10 % de su valor final.
- Tiempo de subida (t_s). Tiempo transcurrido para que la intensidad de colector pase del 10 al 90 % de su valor final.
- Tiempo de excitación (t_e). Suma de los dos anteriores. Un valor típico puede ser de unos 2 μ s.
- Tiempo de almacenamiento (t_{al-BJT}). Tiempo que transcurre desde que se deja de excitar la base hasta que la intensidad del colector cae al 90 % de su valor inicial. Un valor medio podría ser de unos 6 μ s.
- Tiempo de caída (t_c). Tiempo que transcurre hasta que la intensidad de colector baja del 90 % al 10 %. Un valor medio podría ser de unos 2 μ s.
- Tiempo de apagado (t_a). Suma de los dos tiempos anteriores.

En la gráfica se muestran todos los tiempos antes mencionados:



Gráfica 105: Tiempos de reacción del BJT de potencia.

Fuente: los autores



Gráfica 106: Diagrama, curva I_c/V_{ce} para packs Darlington

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

En las graficas se aprecia las tres zonas de operación, corte, saturación y activa; y las curvas características que rigen el dispositivo.⁴

⁴ Obtenido de: **Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones**

Donde se cumple:

$$I_C = \beta_F I_B + I_{CEO}$$

Entonces:

$$\begin{aligned} I_E &= I_B(1 + \beta_F) + I_{CEO} \\ &\approx I_B(1 + \beta_F) \\ I_E &\approx I_C \left(1 + \frac{1}{\beta_F}\right) = I_C \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \end{aligned}$$

Con la aproximación de:

$$I_C \approx \alpha_F I_E$$

Se logra:

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1}$$

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$$

Y entonces:

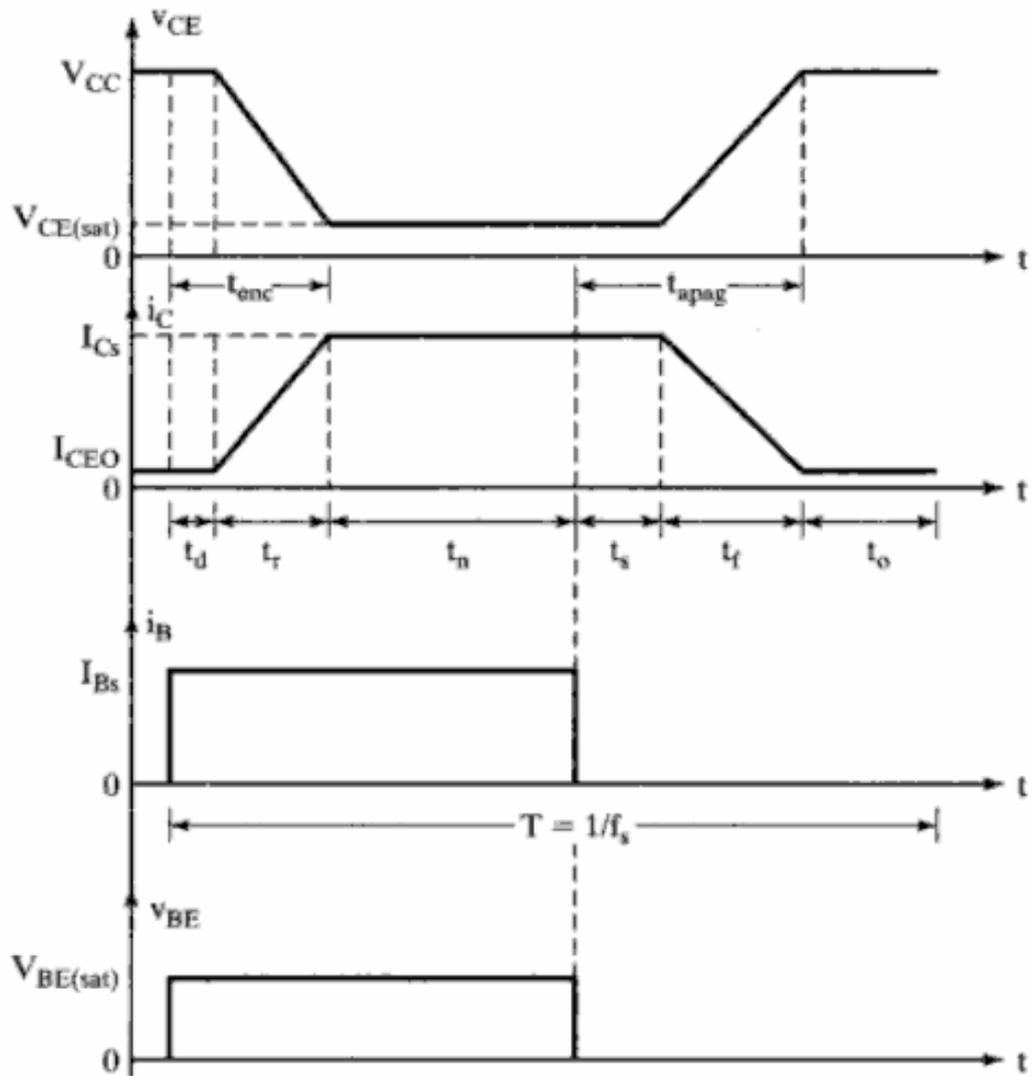
$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B}$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta_F R_C}{R_B} (V_B - V_{BE})$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

3.29.- DETALLES DE TRANSISTORES BIPOLARES DE POTENCIA.

- Para poner en conducción al transistor, se debe suministrar una corriente de base I_B sin sobrepasar su valor límite.
- En este caso, la tensión base-emisor resulta de un valor cercano a 0.7 V para un transistor de silicio.



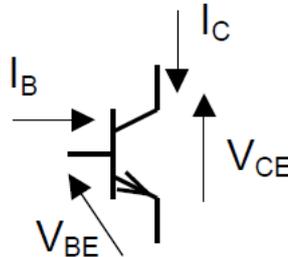
Gráfica 107: Formas de onda de transistores para los BJT de potencia.

Fuente: "VDF fundamentals" kilowatt Classroom, LLC, website

- 1.- Para poner en conducción al transistor, se debe suministrar una corriente de base I_B sin sobrepasar su valor límite.
- 2.- En este caso, la tensión base-emisor resulta de un valor cercano a 0.7 V para un transistor de silicio.
- 3.- Si el colector está polarizado normalmente ($V_{CE} > 0$) y si el circuito exterior no limita la corriente (caso de un transistor no saturado) la corriente de colector I_C es igual a I_B multiplicada por la ganancia estática:

$I_C = \beta_S \cdot I_B$; el valor de β_S depende del nivel de corriente.

- 4.- La corriente del emisor I_E es la suma $I_C + I_B$.
- 5.- Si β_S es muy grande, I_E es muy cercano a I_C .



Gráfica 108: Sentidos de circulación de corrientes en el BJT.

Fuente: los autores

Orden de valores:

Transistor de señal: $\beta_S > 100$.

Transistor de potencia: $\beta_S < 10$.

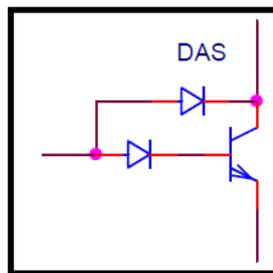
Esto no resulta cierto si el transistor está saturado.

Si el colector está “al aire” sucede que $I_E = I_B$.

- 6.- La corriente de colector depende muy poco de la tensión en los bornes del transistor (transistor no saturado).
- 7.- La tensión V_{CE} en bornes de un transistor depende del circuito exterior.

3.30.- EMPLEO DEL DIODO ANTI SATURACIÓN.

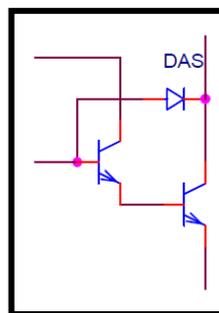
Con objeto de evitar una hipersaturación o saturación dura del transistor de potencia y lograr tiempos de bloqueo más cortos, al transistor de potencia se le sitúa en cuasi saturación mediante un arreglo con diodos. Al suministrar corriente a la base para poner a conducir al transistor de potencia, las caídas de tensión del diodo conectado a la base y del transistor entre su base y su emisor son aproximadamente de 0.7 V cada una dando un total de 1.4 V. Por lo tanto, si el transistor entrase en saturación, la caída de tensión entre sus bornes colector-emisor fuese de 0.4 V aproximadamente que sumada a la caída de tensión del diodo DAS (0.7 V) daría un total de 1.1 V, lo cual no puede sostenerse. En consecuencia, parte de la corriente de base se deriva por el diodo DAS hasta lograr la igualdad de tensiones, situando al transistor en un punto de cuasi-saturación.



Gráfica 109: Esquemático del uso del diodo anti saturación.

Fuente: los autores

En transistores de potencia de alta tensión, se puede emplear la configuración del siguiente circuito:

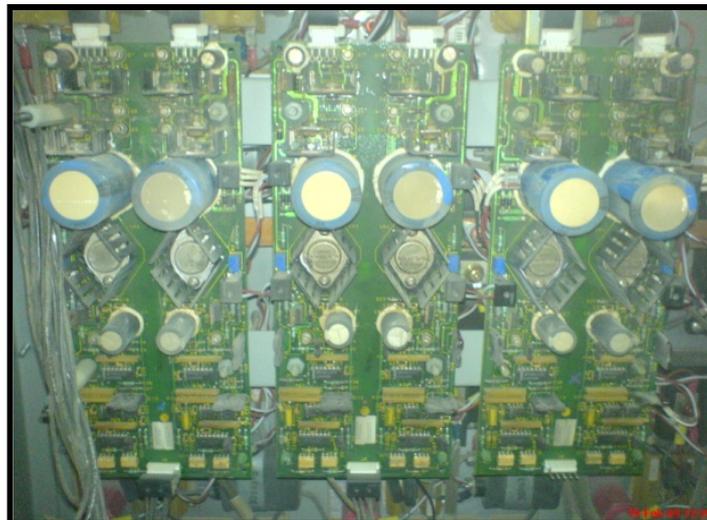


Gráfica 110: Esquemático de otra configuración de diodo anti saturación.

Fuente: los autores

La juntura base-emisor del transistor auxiliar conectado a la base del transistor de potencia de alta tensión, actúa en conjunto con el diodo DAS para evitar la saturación del transistor de potencia. Al transistor auxiliar se le suele denominar transistor balastro.

A continuación, fotos de los packs Darlington y Base Drive Boards en el módulo:



Gráfica 111: Base Drive Boards en el equipo.

Fuente: los autores

3.31.- EL TRANSISTOR BIPOLAR COMO INTERRUPTOR.

1.- Para bloquear rápidamente un transistor, se debe extraer una corriente de base inversa. Si el transistor estaba saturado, hay un tiempo de retardo entre el momento en el que se comienza a extraer $I_{B_{inv}}$ y en el cual I_C se anula.

2.- Para mantener un transistor correctamente bloqueado, se debe aplicar a su base una tensión inversa (negativa para un NPN) o, por ausencia, muy cercana de cero (resistencia de bajo valor entre B y E).

3.- Para saturar un transistor, se debe suministrar a su base una corriente I_B superior a la corriente I_C dividida entre el valor correspondiente de la ganancia de saturación β_{sat} .

4.- Una vez que el transistor está saturado, se puede considerar que el colector y el emisor están en cortocircuito ($V_{CE} = V_{CEsat}$ muy bajo) y que la base está conectada a dos electrodos por una resistencia pequeña.

Transistor de señal	$V_{BEsat} = 0.7 \text{ V}; V_{CEsat} = 0.5 \text{ V}$
Transistor de potencia	$V_{BEsat} = 1 \text{ V}; V_{CEsat} = 1.5 \text{ V}$
Darlington de potencia	$V_{BEsat} = 2 \text{ V}; V_{CEsat} = 4 \text{ V}$

5.- Para disparar rápidamente un transistor bloqueado, se debe suministrar a su base un pico de corriente de base sensiblemente superior al justo necesario para saturarlo (alrededor del doble).



Gráfica 112: Módulos transistorizados usualmente utilizados en variadores.

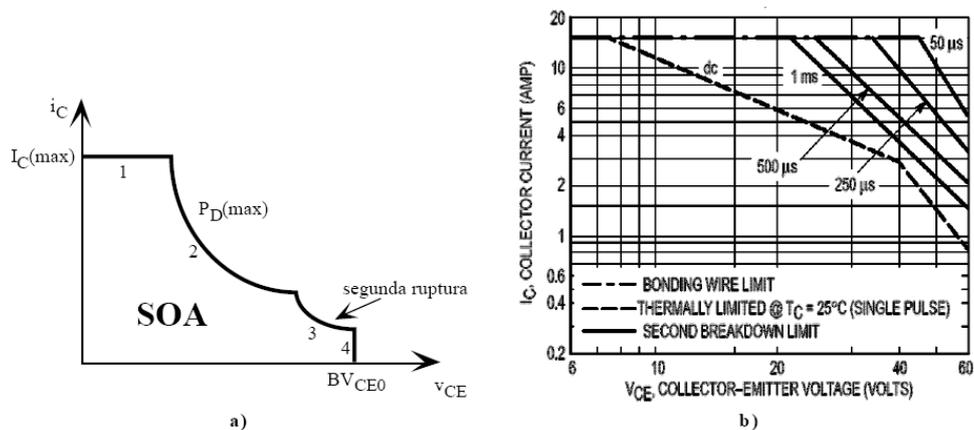
Fuente: los autores

Los transistores BJT de potencia están diseñados para soportar niveles de tensión y corriente elevados y tienen una estructura física bastante diferente en comparación con los transistores de pequeña señal. La unión colector-base tiene gran área y el colector está fijado al encapsulado metálico para reducir su resistencia térmica.

Los fabricantes proporcionan una zona de operación segura o SOA (*safe operating area*) para evitar el deterioro del dispositivo por efecto Joule. La gráfica 123a indica esta zona dentro de las características I_C , V_{CB} del transistor en donde distinguen cuatro zonas limítrofes:

- ✓ La corriente máxima del colector está limitada por los cables de conexión al encapsulado.
- ✓ Hipérbola de disipación máxima definida por $(I_C)(V_{CB}) = P_{Dmax}$.
- ✓ Fenómenos de segunda ruptura debido a la no uniformidad en la corriente de la unión emisor-base que originan zonas de alta temperatura y origina temperatura que destruyen esa unión.
- ✓ Ruptura de la unión colector-emisor.

El fabricante proporciona la zona SOA en escala logarítmica de forma que las curvas se transforman en rectas. Un ejemplo de esta gráfica aparece de las características del 2N3055 muy popular NPN que se utiliza en las Base Drive Boards.



a) Región SOA de un transistor bipolar de potencia. b) SOA en escala logarítmica para el transistor de potencia NPN 2N3055.

Gráfica 113: Región y grafica de SOA para 2N3055

Fuente: los autores

3.32.-FUNDAMENTOS DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS.

La sencillez constructiva, bajo mantenimiento, larga vida útil, versatilidad y bajo costo, han colocado a esta máquina como pilar del desarrollo industrial moderno. Sin embargo, la regulación de torque y velocidad con estas máquinas no fue frecuente hasta la década de los ochenta, con la evolución de los controladores electrónicos de potencia. El primer método desarrollado para regular la velocidad de la máquina de inducción fue la inclusión de resistencia adicional en el circuito rotórico.

El problema con este procedimiento consiste en el excesivo consumo de energía en pérdidas. Posteriormente se utilizó el mismo principio, pero en lugar de quemar la energía en una resistencia externa, se rectificaba la tensión del rotor y con esta potencia se accionaba a una máquina de corriente continua, que a su vez motorizaba a un generador sincrónico y devolvía el exceso de potencia a la red. Este método conocido como cascada de Kramer, requería de un gran número de máquinas para controlar la velocidad de la máquina de inducción, además los rendimientos de toda la cascada no son muy altos. La regulación de la tensión en el estator permite ajustar la velocidad en un rango limitado, debido a que el torque eléctrico depende del cuadrado de la tensión de alimentación. Las máquinas con alta resistencia en el circuito rotórico amplían el rango posible de control de velocidad con este método.

En algunos procesos, donde se necesitan dos o tres velocidades, es posible mediante un cambio en las conexiones de las bobinas, alterar el número de pares de polos de la máquina variando de esta forma la velocidad sincrónica mecánica. Este método se utiliza en la actualidad en los elevadores o ascensores residenciales y en muchas otras aplicaciones. Un sistema de gran difusión industrial es el controlador tensión-frecuencia constante. En este controlador se alimenta la máquina de inducción con una fuente de alimentación con tensión y frecuencia variable para ajustar la velocidad sincrónica.

La tensión de alimentación se mantiene proporcional a la frecuencia para que la máquina opere siempre con la misma densidad de flujo en el entrehierro. Este método de control de velocidad requiere fuentes que ajusten la amplitud y la frecuencia de la fuente. En un principio esto se realizaba mediante un sistema Ward-Leonhard – Motor de corriente continua controlando la velocidad de un generador sincrónico. Hoy por

hoy los inversores modernos logran este objetivo más eficientemente y con menor costo. Durante muchos años el control tensión-frecuencia constante reguló la velocidad de los motores de inducción. Sin embargo, el desarrollo sostenido de los controladores electrónicos de potencia no ha sido capaz de sustituir completamente a la máquina de corriente continua por la de inducción. Una de las principales razones para este hecho es que la máquina de corriente continua posee tiempos de respuesta menores y características de operación, difíciles de obtener con otras máquinas.

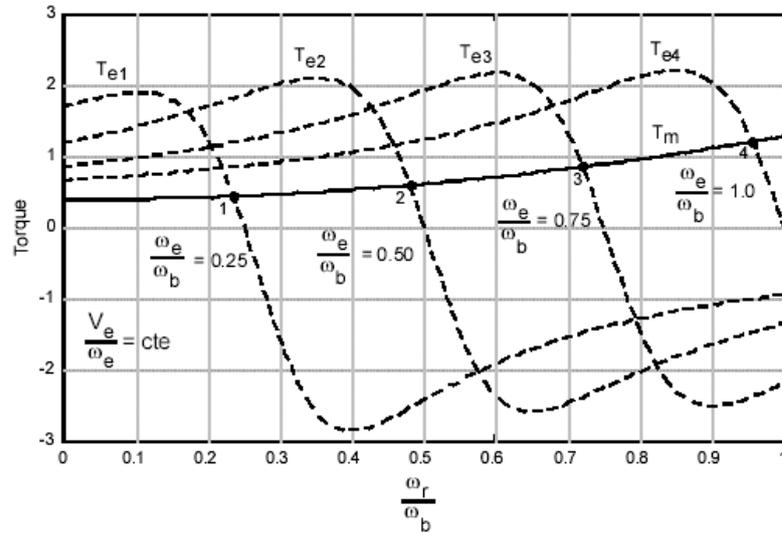
Los investigadores centraron su atención en este problema, se plantearon nuevos esquemas de control, fundamentados en el análisis dinámico de la máquina de inducción. Se desarrollaron modelos de la máquina de inducción mediante las técnicas de los fasores espaciales y la teoría del campo orientado. Con estas nuevas herramientas se intentó reproducir los controles de la máquina de continua, pero aparecieron limitaciones que aun hoy día no han podido ser superadas completamente. Sin embargo, ya se dispone a nivel comercial de controladores de máquinas de inducción que utilizan ampliamente los fasores espaciales y la teoría del campo orientado.

Para interpretar algunos resultados físicamente es conveniente indicar que aun cuando los fasores espaciales de las corrientes en la máquina son una representación en variable compleja de tres magnitudes trifásicas, es posible asociar esta representación con fuerzas magnetomotrices y campos magnéticos distribuidos sinusoidalmente. Si se multiplica el fasor espacial de la corriente del estator por el número de vueltas de las bobinas del estator, el nuevo fasor espacial representa la fuerza magnetomotriz producida por las respectivas corrientes. De igual forma se pueden asociar o interpretar otros fasores espaciales con variables físicas de la máquina. El campo magnético resultante en el entrehierro de la máquina resulta de la superposición de las fuerzas magnetomotrices del estator y rotor.

3.33.- CONTROL TENSIÓN-FRECUENCIA DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

El primer controlador de velocidad de las máquinas de inducción y tal vez uno de los más utilizados en la práctica, consiste en regular la frecuencia de la fuente de alimentación. Variando la frecuencia de las tensiones aplicadas a las bobinas del estator, cambia la velocidad de sincronismo de la máquina. La variación de la frecuencia afecta proporcionalmente las reactancias de magnetización y dispersión en el circuito equivalente, pero las resistencias se mantienen aproximadamente constantes, considerando que el efecto pelicular no es muy pronunciado. Para que la densidad de flujo magnético se mantenga prácticamente constante, y dentro de los límites de diseño de la máquina, es conveniente variar la amplitud de la tensión de alimentación en la misma proporción que se varía la frecuencia. De esta forma, la magnitud del torque eléctrico es similar a la que se obtiene a frecuencia nominal, pero la velocidad es variable.

En la gráfica 114 se presentan las características torque eléctrico velocidad para una máquina de inducción alimentada mediante cuatro frecuencias diferentes, manteniendo constante la relación entre la amplitud de la tensión de alimentación y la frecuencia. Incrementando paulatinamente la frecuencia es posible acelerar una carga mecánica pasando por los puntos 1, 2, 3, hasta alcanzar el punto 4. Si la variación de la frecuencia es lenta en comparación con la inercia del conjunto máquina-carga mecánica, la corriente se reduce con respecto a un arranque directo. También es posible mantener cualquier punto de operación intermedio, aumentando o reduciendo la velocidad. Operando a baja frecuencia, se incrementa el torque de arranque, pero el torque máximo de la máquina es prácticamente constante, siempre y cuando las reactancias sean mucho mayores que las resistencias del modelo.

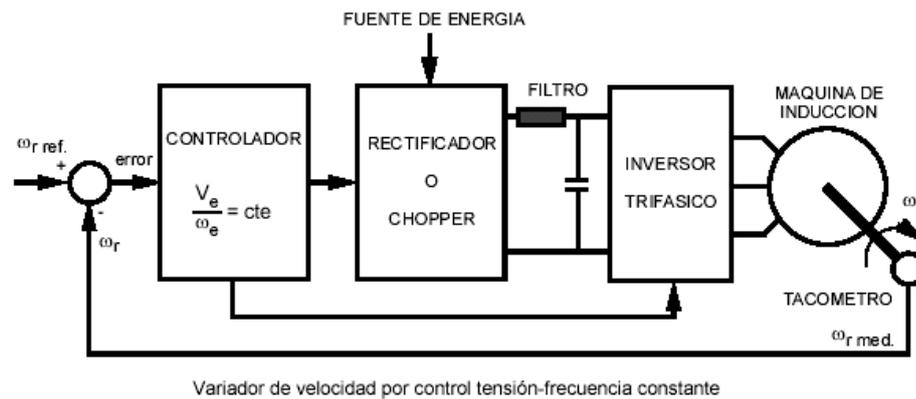


Gráfica 114: Comportamiento de la máquina de inducción.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

Este controlador de velocidad requiere una fuente de tensión trifásica regulable en magnitud y frecuencia. En el pasado esta fuente se podía obtener mediante una máquina síncrona regulada en velocidad y en su campo. Esta solución trasladaba al eje mecánico de la máquina síncrona todo el problema de regulación. Mediante interruptores electrónicos de alta velocidad es posible construir fuentes de tensión alterna regulada en frecuencia y en magnitud. Esta alternativa desarrollada durante la década de los 30 con las válvulas de vapor de mercurio, evolucionó en la década de los 80 con la aparición de los tiristores y transistores de gran potencia. Los inversores de tensión convierten fuentes de tensión o corriente continua en fuentes de tensión o corriente alterna.

La rapidez alcanzada hoy por hoy por los elementos semiconductores de conmutación permiten, controlar el ancho del pulso de la onda e incluso su contenido armónico. En la gráfica 115 se muestra el diagrama de un controlador de velocidad para un motor de inducción que utiliza el método tensión frecuencia constante.



Gráfica 115: Lazo de control de un variador de velocidad tipo.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

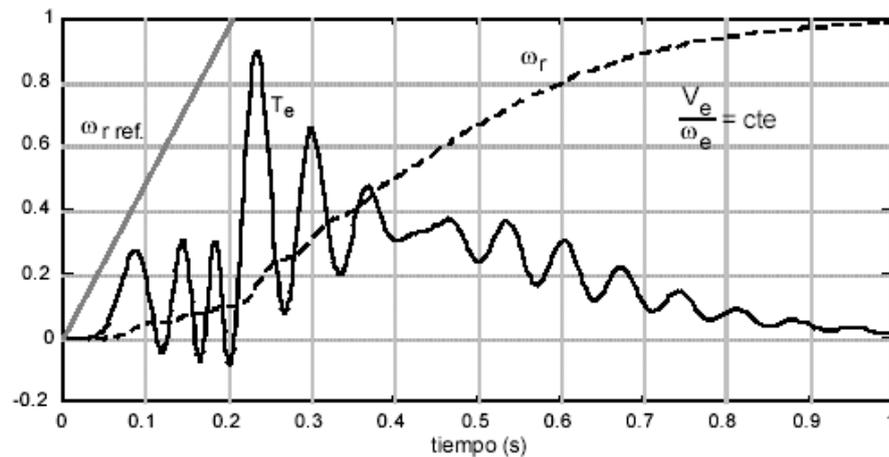
El sistema realimenta la velocidad o la posición del eje mecánico y lo compara con una referencia determinada por el usuario o por la aplicación. El error obtenido de la comparación entre las medidas y las referencias es utilizado por el controlador para definir las señales de encendido y apagado de las componentes semiconductoras tanto del rectificador o chopper, como del propio inversor.

Además este controlador debe introducir un retardo en el proceso para evitar que las corrientes en la máquina sean demasiado grandes.

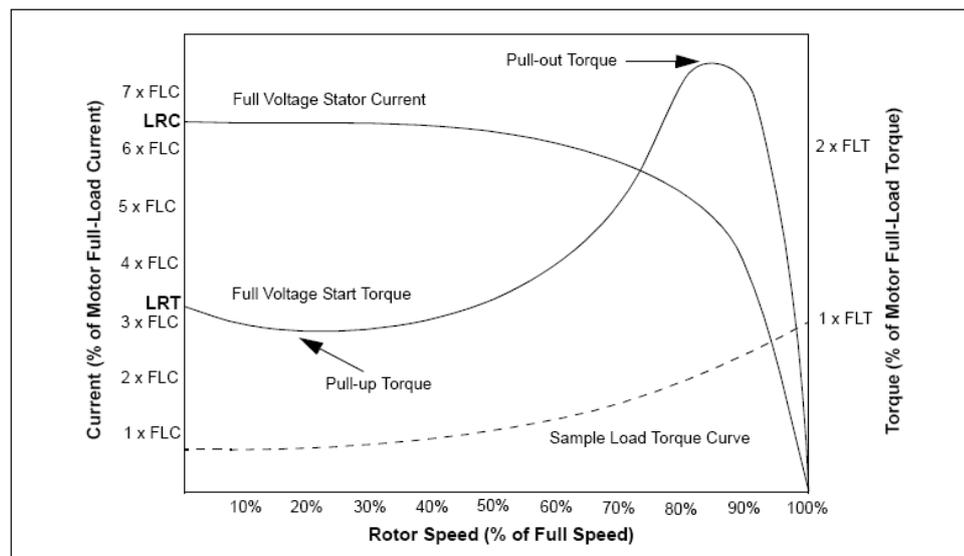
El rectificador y/o chopper, varían la amplitud de la tensión de la fuente de energía y después de ser filtrada, esta tensión alimenta al inversor trifásico. El inversor aplica una tensión alterna no sinusoidal a la máquina con una frecuencia y una tensión determinada por el controlador.

El controlador puede ser analógico o digital, y en la actualidad se utilizan con frecuencia microprocesadores para realizar las funciones de este subsistema, lo cual le confiere una gran versatilidad.

En la gráfica 116 se presenta los gráficos del torque eléctrico y de la velocidad de una máquina de inducción que es acelerada mediante un controlador tensión frecuencia constante. La máquina se encuentra en vacío, y la referencia de velocidad es una rampa que se satura en la velocidad sincrónica nominal de la máquina.



Análisis por campo orientado de un controlador tensión-frecuencia constante



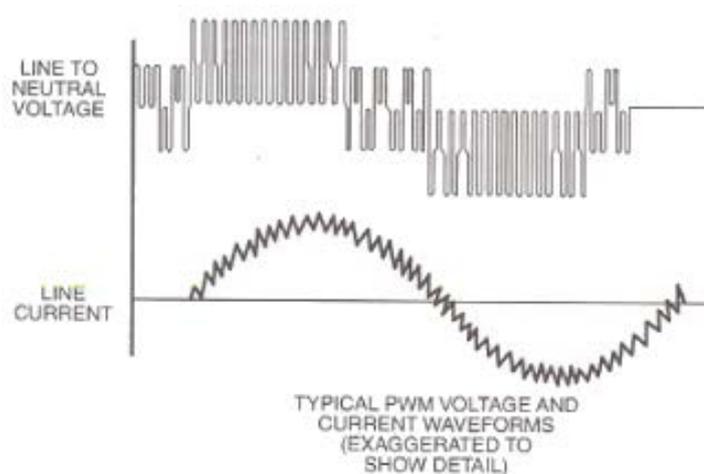
Gráfica 116: Curvas del torque eléctrico y de la velocidad de una máquina de inducción

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

3.34.- CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL DE MOTORES AC.

La velocidad de sincronismo de un motor de inducción AC es directamente proporcional a la frecuencia aplicada.

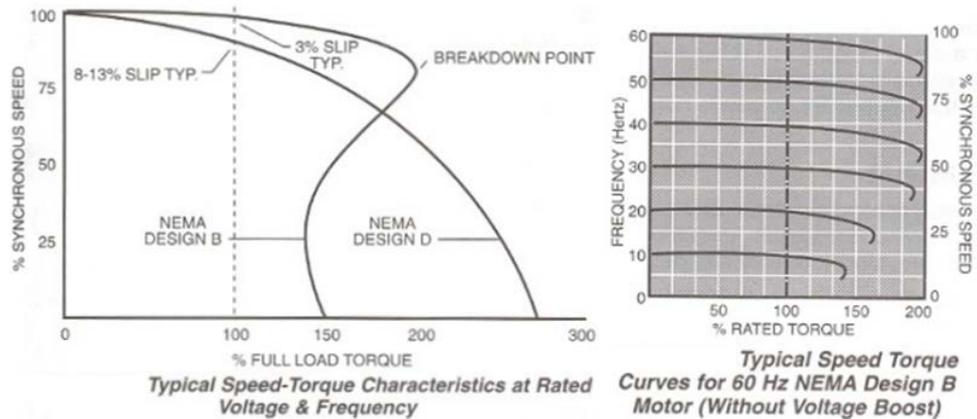
La velocidad de sincronismo es la velocidad de rotación del campo eléctrico, no la velocidad real del rotor del motor. La diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad a plena carga del motor es llamado deslizamiento, que normalmente se expresa en porcentaje. El porcentaje de deslizamiento es determinado por el diseño del motor, principalmente la resistencia del rotor. NEMA ha asignado código de letras (A, B, C, D) para estandarizar las características de motor, incluidas deslizamiento.



Gráfica 117: Formas de onda de voltaje y corriente de salida PWM.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

El tipo más utilizado es NEMA Diseño B con 3% de deslizamiento en condiciones nominales de funcionamiento. La gráfica muestra la velocidad típica de curvas de torque para motores NEMA Diseño D.



Gráfica 118: Comparativas de rendimiento según norma NEMA.

Fuente: "VDF fundamentals" kilowatt Classroom, LLC, website

Como se cambia la frecuencia aplicada, el motor funcionará más rápido o más lento, como se muestra en la gráfica de la derecha. El actual deslizamiento a plena carga del motor (como porcentaje de la velocidad del motor síncrono) varía en proporción inversa a la frecuencia, cuando un motor de 3 slip% 60 Hz tendría un deslizamiento del 6% a 30 Hz y deslizamiento del 2% en 120 Hz. La velocidad del motor sólo está limitada por el máximo inversor de frecuencia de salida, los requisitos de par de carga, y la integridad mecánica de los motores.

3.35.- SELECCIÓN DEL MOTOR CORRECTO.

Alrededor del 90% de todas las máquinas industriales en general, excepto los ventiladores y bombas, donde el requisito par de la máquina es independiente de su velocidad. Los motores estándar de corriente alterna trifásica, diseñados para la operación de velocidad fija a la frecuencia de la línea estándar, puede ser adaptado fácilmente para su uso con el controlador AC, considerando lo siguiente:

- 1.- Un ligero aumento en las pérdidas del motor se produce con el uso del inversor.
- 2.- La capacidad térmica del motor típicamente es potencia reducida en función de la velocidad mínima, de operación continua, debido a la reducción de la ventilación proporcionada por el motor. Cuando la demanda lo requiere, el 100% del par nominal a velocidades inferiores a 50% de la velocidad de sincronismo, un ventilador adicional es necesario. Cuando se utiliza un ventilador de esta forma, un termostato debe ser incorporado en el motor para evitar daños que puedan resultar de un fallo en el sistema de ventilación.
- 3.- Los motores de corriente alterna trifásico síncrono o de inducción diseñados expresamente para el servicio de velocidad ajustable son los más idóneos para este tipo de accionamiento.

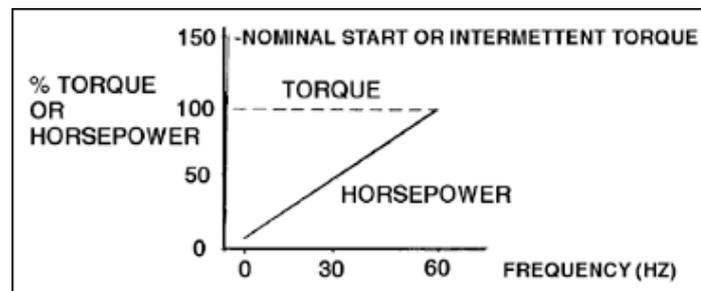
3.36.- RANGO DE VELOCIDAD ESTÁNDAR EN MOTORES AC

De fábrica, un drive (AFC⁵) está listo para mantener a través de su control un torque constante de 5 a 50 Hz y puede operar de manera similar con máquinas trifásicas, de inducción, síncronas o motores AC de imanes permanentes. El número de polos que contiene un motor determina la velocidad a 60 ciclos de la red. Donde:

V = Velocidad en [RPM].

F = Frecuencia de salida del drive.

P = Pares de polos.



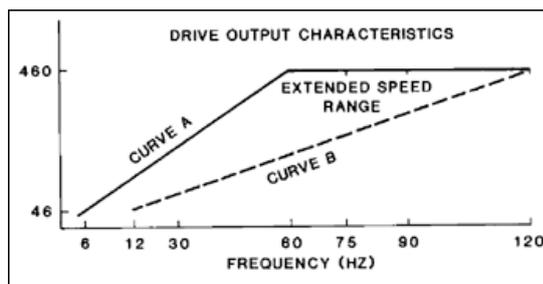
Gráfica 119: Relación torque – frecuencia.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

3.37.- RANGO EXTENDIDO DE VELOCIDAD PARA MOTOR DE 460 V

Extender el rango de velocidad en un motor es posible a través del control del drive sin un costo adicional. El rango de frecuencia de salida del drive puede ser seleccionado por el usuario, con tal de controlar la velocidad del motor según la expresión anterior. El drive provee una salida con magnitud de tensión constante en 460V, incrementando el valor de la frecuencia sobre los 50Hz. Esto es llamado "extensión del rango de velocidad" y corresponde al debilitamiento de campo en Drives DC. La curva B en la gráfica 120, entrega 460V a 120Hz, y torque constante en operación desde los 12 a los 120Hz. El motor es normalmente rateado a 230V a 60Hz, pero a la mitad de la potencia de control.

⁵ De las siglas en inglés de: Adjustable Frequency Controller.



Gráfica 120: Relación frecuencia – voltaje.

Fuente: “VDF fundamentals” kilowatt Classroom, LLC, website

3.38.- ECUACIONES ASOCIADAS AL ACCIONAMIENTO DE MÁQUINAS.

Si se conoce la potencia y la velocidad base de un motor, el par a plena carga del motor es determinado por:

$$T = \frac{(5250) (HP)}{N}$$

Donde: T = Torque (ft-lb)
 HP = Caballos de fuerza (HP)
 N = Velocidad del Motor (RPM)

Para calcular la potencia, teniendo la velocidad y el par, se usa la ecuación:

Para objetos en rotación:

$$HP = \frac{TN}{63,000} \quad \text{Donde, T = Torque (in-lb)} \\ N = \text{Speed (RPM)}$$

o:

$$HP = \frac{TN}{5250} \quad \text{Donde, T = Torque (ft-lb)} \\ N = \text{Speed (RPM)}$$

:

Para objetos en movimiento lineal:

$$HP = \frac{FV}{396,000} \quad \text{Donde, F = force (lb)} \\ V = \text{velocity (IPM)}$$

o:

$$HP = \frac{FV}{33,000} \quad \text{Donde, F = force (lb)} \\ V = \text{velocity (FPM)}$$

Para bombas:

$$HP = \frac{(GPM) \times (\text{Head in Feet}) \times (\text{Specific Gravity})}{3950 \times (\text{Efficiency of Pump})}$$

3.39.- PANEL OPERADOR ACCUTROL 400.



Gráfica 121: Foto del panel operador del Accutrol 400.

Fuente: los autores

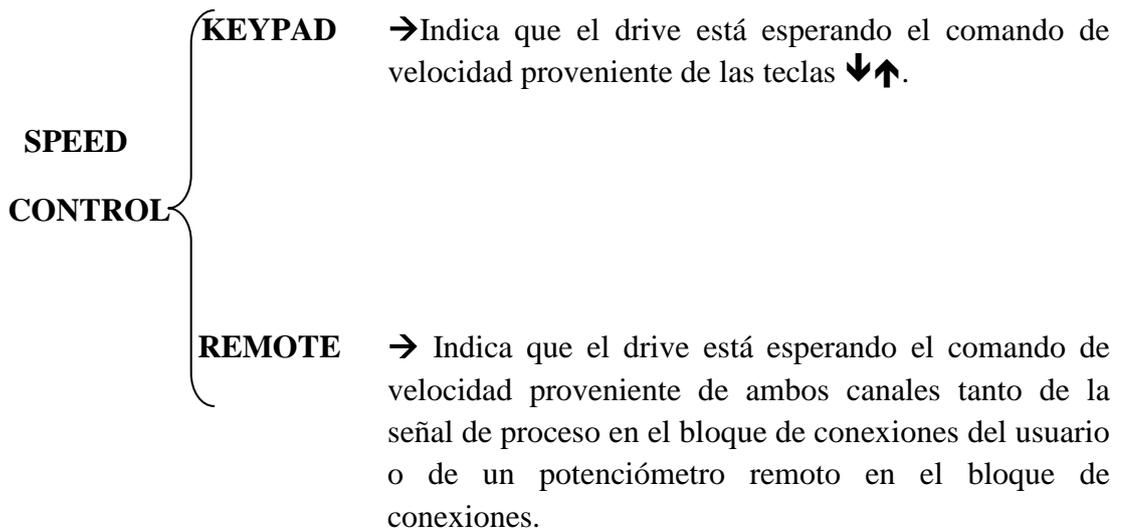
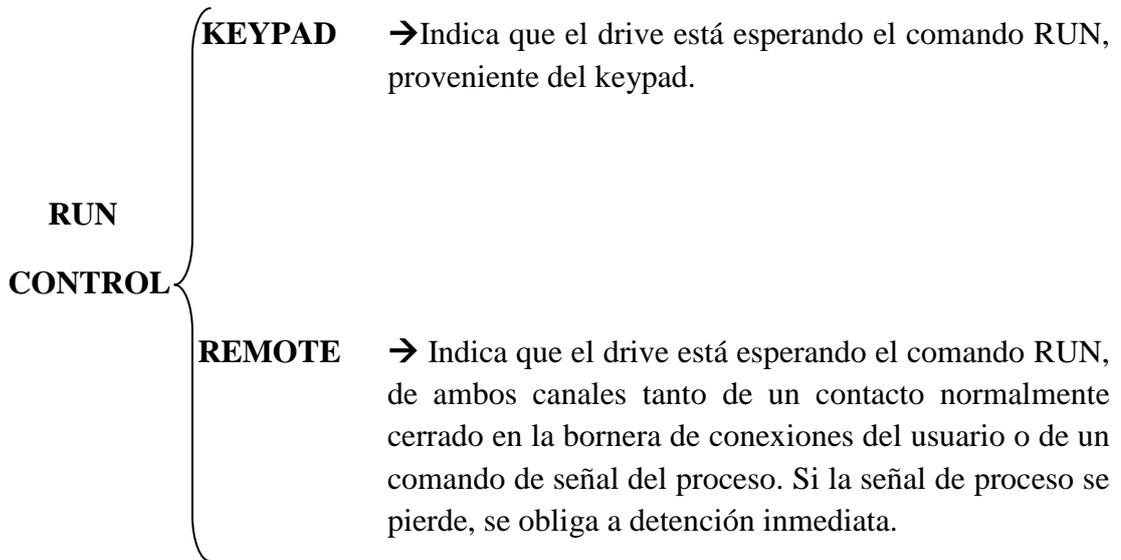
El panel operador del equipo, es mostrado en la foto, consiste en ocho displays de siete segmentos, diez teclas, y seis LEDs de estado.

Los displays permiten monitorear la operación tanto del drive como del motor durante la operación. Este display permite parametrizar cerca de 50 estados programables durante la operación adicionalmente el panel operador posee un dipswitch que permite la selección del estado de función del mismo.

A continuación se detallan las funciones de cada tecla en el panel operador:

RESET	Esta tecla permite resetear al sistema en caso de alguna condición de falla, excepto por una falla del microprocesador. Esto se lo hace a través de cableado físico a una interrupción directa al uP.
MONITOR	Esta tecla permite al usuario ingresar en el modo de monitoreo. El modo monitoreo es el modo por defecto con que inicia el equipo cuando se enciende. Si se presiona el botón MONITOR, se mostrará "HZ 000.0" que significa la frecuencia de salida en ese momento. Si el botón FORWARD es soltado, se mostrará "HZ ###.#", indicando que la frecuencia de salida se incrementará hasta alcanzar el valor del SET POINT. Hay 8 parámetros que no pueden ser monitoreados en esta rutina.
PROGRAM	Esta tecla le permite al usuario ingresar en modo de programación. El octavo dígito del display mostrará el parámetro que podría estar siendo cambiado. Los cambios no son permanentes hasta que la tecla ENTER sea presionada.
ENTER	Esta tecla permite al usuario seleccionar los cambios a ser almacenados en la RAM no volátil.
→	Esta tecla permite el movimiento del curso (representado por un punto decimal) de un dígito del display a otro indicando qué dígito será cambiado sumado a las teclas ↑ó↓.
↑	Tecla que permite la navegación hacia arriba a través del monitor o las rutinas de programación para seleccionar un parámetro siguiente. También es usada para incrementar el valor de "SET POINT" mientras esta en el modo de monitoreo.
↓	Tecla que permite la navegación hacia abajo a través del monitor o las rutinas de programación para seleccionar un parámetro anterior. También es usada para decrementar el valor de "SET POINT" mientras esta en el modo de monitoreo.
FORWARD	Esta tecla indica al drive que se va a activar la dirección hacia adelante.
REVERSE	Esta tecla indica al drive que se va a activar la dirección hacia atrás, a menos que esté bloqueado por medio del DIPSWITCH apropiado. De estar bloqueado, en el display aparecerá "LOCK OUT".
STOP	Indica al drive detenerse. Esta tecla siempre está activa aunque el resto del teclado esté bloqueado con el DIPSWITCH apropiado.

A continuación se detallan las funciones de los seis LEDs de estado:



MICRO → Indica que el microprocesador no está trabajando correctamente. Esta falla solamente puede ser depurada removiendo la alimentación de la unidad.

C. LIM → Indica que el drive va a entrar en el límite de corriente y que la frecuencia de salida está siendo reducida para prevenir un tripeo de sobre corriente.

RUTINAS DE PROGRAMACIÓN DEL ACCUTROL 400.

	DISPLAY NEMÓNICO	DESCRIPCIÓN DEL PARÁMETRO
<i>l</i>	_Hz_###.#	La unidad mostrará la “frecuencia de salida” actual. Los límites preestablecidos son de 0.0 a 120 Hz. El seteo máximo recomendado es 70.0 Hz. El parámetro de fábrica es 60.0 Hz.
<i>1a</i>	_Hz*###.#	<p>Mientras este se presione la tecla → se mostrará la FRECUENCIA DE SALIDA al SET POINT que se desee parametrizar. Por default el parámetro de cambio inicia en la posición cuarta, el contenido numérico puesto a la izquierda del punto decimal puede ser cambiado uno a uno mediante las teclas ↑↓.</p> <p>La posición del punto decimal puede ser cambiada con la tecla →.</p> <p>Esto permite que la FRECUENCIA SETPOINT sea cambiada por centenas, decenas, unidades y decimas de Hertz. Ningún cambio en la FRECUENCIA SETPOINT es efectivo hasta presionar la tecla ENTER. En este punto el display regresara al primer dígito de la derecha (espacio de la unidades) y el controlador obedecerá a la rampa de aceleración o desaceleración de la nueva FRECUENCIA SETPOINT, mientras muestra la FRECUENCIA DE SALIDA ACTUAL.</p> <p>Nota: El módulo de control no permitirá el ingreso de un SETPOINT menor a la frecuencia mínima seteada o mayor que la frecuencia máxima de salida seteada. El hardware debe ser reconfigurado para permitir que el drive opere de 70 Hz a 120 Hz.</p>
<i>1b</i>	RHZ_###.#	Indica que el drive está operando en la dirección REVERSA. Esto ha sido ocasionado presionando el botón REVERSE RUN en el keypad o por medio de un contacto cerrado entre TB3-9 y TB3-10 en modo de operación remoto. El modo remoto puede ser bloqueado cerrando la posición 4 del DIPSWITCH del panel operador.
<i>1c</i>	SHZ_###.#	Indica que el drive ha recibido el comando STOP de alguna vía, tanto del keypad (si el keypad está en modo operación) o abriendo un contacto cerrado entre TB3-7 Y TB3-8 o por la pérdida de señal de proceso (si la selección de programa esta activada).
<i>1d</i>	JOG_###.#	Indica que el drive ha recibido señal de un contacto cerrado entre TB3-17 y TB3-18 y muestra el

		comando velocidad del drive en Hertz. El drive escalará a la velocidad JOG preseteada la cual puede estar entre el rango de frecuencia mínima y máxima. Esta entrada superpone cualquier otra entrada de control incluyendo STOP. Esto puede ser usado para control de JOGUEO como una velocidad preset o como una opción de encendido de emergencia como en aplicaciones tales como el control de humo. El drive retornará a la condición STOP cuando el contacto cerrado es abierto.
2	PCTF_###	El drive está mostrando el PORCENTAJE DE FRECUENCIA DE TRABAJO, en términos de porcentaje de la máxima frecuencia parametrizada.
2a		Mientras el PORCENTAJE DE FRECUENCIA DE TRABAJO es mostrado está activo, presionando la tecla →. Se mostrará el PORCENTAJE MAXIMO DE FRECUENCIA. Y la salida se incrementará o decrementará con las teclas ↑↓. Presionado la tecla enter se retornará a la condición normal del display.
3.	_RPM#####	Indica que le equipo está mostrando las RPM del motor calculando una aproximación con la frecuencia de salida en bornes. Este cálculo no tiene algún problema conocido con ninguna naturaleza de carga acoplada al motor.
3a.	RRPM#####	Indica las RPM del motor girando en sentido reversa.
3b.	SRPM#####	Indica las RPM del motor en el momento que el equipo ha recibido el comando STOP.
4.	PCTA_###	El equipo está mostrando el PORCENTAJE DE CORRIENTE DEL DRIVE, en términos de porcentaje del amperaje nominal del drive. Este valor nominal es determinado por el número de modelo del equipo.
4a.	PCT*_###	La tecla ha sido pulsada para cambiar el tipo de parámetro a mostrarse. Presionando las teclas ↑↓ se podrá alternar entre la pantalla 3b y esta.
4b.	AMP*####.#	El * indica que la tecla → ha sido pulsada y el parámetro mostrado puede ser cambiado entre: PORCENTAJE DE CORRIENTE DEL DRIVE y CORRIENTE DE SALIDA EN AMPERIOS.
4c.	AMPS####.#	El módulo está mostrando la CORRIENTE DE SALIDA EN AMPERIOS.
5.	VOUT_###	El módulo está mostrando el VOLTAJE DE SALIDA DE LINEA A LINEA.
6.	ETM#####.#	El módulo está mostrando el TIEMPO TRANSCURRIDO DE FUNCIONAMIENTO EN HORAS. El rango es de 0.0 hasta 9999.9 horas y puede ser reseteado a cero. El tiempo es almacenado en un histórico de datos para condiciones de tripeo.

3.40.- PROCEDIMIENTO PARA EL MODO MONITOREO

Presione la tecla **MONITOR**, para acceder al modo monitoreo.

Una vez que el comando de **FORWARD RUN** es dado, el display cambiará a **HZ###.#**.

Donde HZ representa frecuencia en la dirección hacia adelante y ###.# representa el valor numérico de la frecuencia de salida. Si el botón **REVERSE RUN** es activado el display leerá **RHZ###.#** a menos que la función reversa este bloqueada por el DIP SWITCH apropiado, en ese caso el display leerá **LOCK OUT**.

Si el botón **MONITOR** es presionado antes del comando RUN el display leerá HZ ###.# indicando la frecuencia de la corriente de salida y que el comando no ha sido dado.

Presionando la tecla → causa que el asterisco aparezca (HZ*###.#) indicando que el parámetro puede ser cambiado. Las teclas ↑↓ causaran que el dígito inmediatamente a la izquierda del punto decimal puede ser incrementado o decrementado. Presionando la tecla ENTER causará que el drive cambie la velocidad y retorne al modo de monitoreo. Presionando la tecla ↑ el display mostrará RPM ##### indicando las RPM calculadas del motor. Si el motor está funcionando en dirección reversa, en el display se mostrará RRPM.

Presionando otra vez la tecla ↑ hará que el display muestre **PCTA####**, indicando el porcentaje de los amperios de carga que han sido suministrados por el drive. Presionando la tecla → aparecerá un * permitiendo al usuario cambiar la lectura **AMP###**. El display indicará los amperios de salida suministrados por el drive.

La siguiente pulsación de la tecla mostrará en el display **VOUT####** indicando el voltaje de salida calculado del drive. Una pulsación adicional de la tecla ↑ se mostrará el tiempo de funcionamiento transcurrido. Una pulsación adicional de la tecla ↓ causará que el primer parámetro (frecuencia de salida) sea mostrado.

3.41.- RUTINAS DE PROGRAMACIÓN

Para acceder a la rutina de programación, presione el botón PROGRAM.

Si la tecla RESET es presionada mientras esta en modo de programación, se mostrará el listado del parámetro 1a. La serie 400 esta seteada con 50 parámetros y pueden ser seteados de acuerdo a la naturaleza de cada función.

Las flechas controlan el acceso a esas funciones en el modo de monitoreo.

Si la extensión del programa no es seleccionado en el banco de DIP switch en la posición 2; el drive se ciclará solo en los 6 parámetros primeros.

El drive retornará al último parámetro seleccionado si ningún modo es seleccionado durante la rutina de programación.

3.42.- CAMBIANDO VALORES EN PARÁMETROS.

Parámetros numéricos.

Para cambiar los valores de los parámetros programables, presione la tecla → y aparecerá el asterisco en la cuarta posición del display. El valor a ser cambiado será indicado por un punto decimal ubicado inmediatamente a la derecha. El valor puede ser cambiado presionando las teclas ↑↓.

Una segunda activación de la tecla → moverá el punto decimal un lugar a la izquierda. Presionando la tecla ENTER se removerá el asterisco y se ingresará un nuevo valor de parámetro a la memoria.

Parámetros retenidos o memorizados.

Para cambiar los parámetros retenidos, primero presione la tecla →. Un asterisco aparecerá en el display, indicando que el parámetro puede ser cambiado. Presionando las teclas ↑↓ navegará a través del listado de posibles alternativas a escoger. Presionando la tecla ENTER se almacenará en nuevo valor y causará que el asterisco desaparezca. Solamente una de las alternativas puede ser escogida una vez por iteración.

3.43.- PARÁMETROS POR DEFECTO DE FÁBRICA.

El drive estará cargado con los parámetros de fábrica, los cuales permitirán el funcionamiento de algunos motores sin reprogramar algunos valores. Sin embargo, el listado de parámetros programables debe ser estudiado para determinar qué tipo de calibración es la más idónea para el motor conectado. Los parámetros programables y sus ajustes por defecto son los siguientes:

3.44.- PROGRAMACIÓN EN “PROGRAM MODE” DEL ACCUTROL 400.

	DISPLAY NEMÓNICO	DESCRIPCIÓN DEL PARÁMETRO
1 ^a	Hz_CMD_K	NOMBRE: HERTZ COMMAND desde el keypad. FUNCIÓN: Indica que el comando de velocidad viene desde un cambio en el set point de frecuencia en el keypad. Este es un parámetro retenido con HZ_CMD_R y HZ_CMD-S. RANGO: K, S, R. DEFAULT: K
1 ^b	Hz_CMD_R	NOMBRE: HERTZ COMMAND remotamente. FUNCIÓN: Indica que el comando de velocidad viene desde una fuente externa, ambos puede ser de un potenciómetro de velocidad o de una señal de proceso. Este es un parámetro retenido con HZ_CMD_K y HZ_CMD-S. RANGO: K, S, R. DEFAULT: K
*1 ^c	Hz_CMD_S	NOMBRE: HERTZ COMMAND proveniente de comunicación serial. FUNCIÓN: Indica que el comando de velocidad viene desde una comunicación serial por ejemplo: IMPACC. Este es un parámetro retenido con HZ_CMD_K y HZ_CMD-R. RANGO: K, S, R. DEFAULT: K NOTA: Para el paso 51 necesitara ser seteado para COMM_ON
2 ^a	RN_CMD_K	NOMBRE: RUN COMMAND desde keypad. FUNCIÓN: Indica que el comando de arranque puede venir solo del keypad. Este es un parámetro retenido con RN_CMD_K. RANGO: K, R, S DEFAULT: K.
2 ^b	RN_CMD_R	NOMBRE: RUN COMMAND desde acceso remoto. FUNCIÓN: Indica que el comando Run puede venir de alguna de estas vías aparte del keypad, por

		<p>ejemplo: una señal de proceso (si esta función está habilitada) o de un contacto cerrado en bloque de terminales. Este es un parámetro retenido con RN_CMD_K.</p> <p>RANGO: K, R, S.</p> <p>DEFAULT: K.</p>
*2c	RN_CMD_S	<p>NOMBRE: RUN COMMAND desde comunicación serial.</p> <p>FUNCIÓN: Indica que el comando solamente puede venir de la comunicación serial, por ejemplo: IMPACC. Run Command - 78 -tambien setea STOP, START FORWARD, START REVERSE, RESERT, and RESET ETM.</p> <p>RANGO: K, R, S.</p> <p>DEFAULT: K.</p> <p>Nota.- El paso numero 51 necesita ser seteado como "COMM_ON".</p>
3.	MNHZ###.#	<p>NOMBRE: MINIMUN HERTZ.</p> <p>FUNCIÓN: Es la frecuencia mínima que el drive permitirá enviar al motor cuando es operado vía keypad o remotamente desde un potenciómetro.</p> <p>RANGO: 4 a 60Hz.</p> <p>DEFAULT: 4Hz.</p>
4.	MXHZ###.#	<p>NOMBRE: MAXIMUN HERTZ.</p> <p>FUNCIÓN: Es la frecuencia máxima que el drive permitirá enviar al motor cuando es operado vía keypad o remotamente desde un potenciómetro.</p> <p>RANGO: 40 a 70Hz (seteado de fábrica). El rango puede ser extendido hasta 120Hz, según la aplicación.</p> <p>DEFAULT: 60Hz.</p>
5 ^a	ACLMOD_L	<p>NOMBRE: CURVA DE ACELERACION LINEAL.</p> <p>FUNCIÓN: La aceleración variará linealmente.</p> <p>RANGO: L o S.</p> <p>DEFAULT: Seteado de fábrica en Lineal.</p>
5b.	ACLMOD_S	<p>NOMBRE: CURVA DE ACELERACION SENOIDAL.</p> <p>FUNCIÓN: La aceleración comenzará a incrementarse lentamente hasta 1/3 de la rampa, luego continúa rápidamente hasta 2/3 de la rampa y el último tercio se acelera lentamente otra vez.</p> <p>RANGO: L o S.</p> <p>DEFAULT: Seteado de fábrica en Lineal.</p>
6.	ACL_###	<p>NOMBRE: Tiempo de aceleración en segundos.</p> <p>FUNCIÓN: Es el tiempo de acelerar desde set point mínimo hasta el set point máximo de frecuencia.</p> <p>RANGO: 2 a 300 segundos.</p> <p>DEFAULT: 60 segundos.</p>

7 ^a	DCLMOD_L	<p>NOMBRE: CURVA DE DESACELERACION LINEAL.</p> <p>FUNCIÓN: La desaceleración variará linealmente.</p> <p>RANGO: L o S.</p> <p>DEFAULT: Seteado de fábrica en Lineal.</p>
7 ^b	DCLMOD_S	<p>NOMBRE: CURVA DE DESACELERACION SENOIDAL.</p> <p>FUNCIÓN: La desaceleración comenzará a incrementarse lentamente hasta 1/3 de la rampa, luego continúa rápidamente hasta 2/3 de la rampa y el último tercio se desacelera lentamente otra vez.</p> <p>RANGO: L o S.</p> <p>DEFAULT: Seteado de fábrica en Lineal.</p>
8	DCL_###	<p>NOMBRE: Tiempo de desaceleración en segundos.</p> <p>FUNCIÓN: Es el tiempo en desacelerar desde set point máximo hasta el set point mínimo de frecuencia.</p> <p>RANGO: 2 a 300 segundos.</p> <p>DEFAULT: 60 segundos.</p>
9	POLES_##	<p>NOMBRE: Numero de polos del motor accionado.</p> <p>FUNCIÓN: Setea el valor del número de polos los cuales el drive usará para calcular las RPM del motor.</p> <p>RANGO: 2 al 10</p> <p>DEFAULT: 4</p>
10	A4###_#_	<p>NOMBRE: Número de modelo de la unidad.</p> <p>FUNCIÓN: Indica al drive el rango de amperaje y voltaje de línea, el cual es usado para escalar el voltaje y corriente de retroalimentación para propósitos de presentación.</p> <p>RANGO: Ver detalle.</p> <p>DEFAULT: N/A.</p>
11 ^a	VHZMOD_L	<p>NOMBRE: Rampa de Voltios por Hertz</p> <p>FUNCIÓN: El voltaje del motor variará linealmente.</p> <p>RANGO: L o R</p> <p>DEFAULT: Seteado de fábrica en LINEAL.</p>
11 ^b	VHZMOD_R	<p>NOMBRE: Curva de desaceleración de Voltios por Hertz</p> <p>FUNCIÓN: El voltaje del motor variará con la frecuencia al valor reducido.</p> <p>RANGO: L o R.</p> <p>DEFAULT: Seteado de fábrica en LINEAL.</p>
12	VHZ_###.#	<p>NOMBRE: Frecuencia para el cálculo del rango de Voltios por Hertz.</p> <p>FUNCIÓN: La frecuencia a la cual el voltaje completo del motor aparecerá en los terminales del motor.</p> <p>RANGO: 40 a 70Hz, o 40 a 120Hz si esta en el modo de 120Hz.</p>

		DEFAULT: 60Hz.
13	CLIM_###	<p>NOMBRE: Corriente Límite.</p> <p>FUNCIÓN: El porcentaje de la unidad del amperaje de capacidad al cual la frecuencia de salida del drive es reducida al valor de corriente límite por algún esfuerzo resistente en el motor. Si la condición causante de la corriente límite desaparece entonces el drive acelerará hasta la frecuencia set point.</p> <p>RANGO: 70 a 120%</p> <p>DEFAULT: 110% (no puede ser cambiada mientras esta en el modo RUN).</p>
14	DWLL##.#	<p>NOMBRE: DWELL</p> <p>FUNCIÓN: El tiempo que el drive permanecerá en la frecuencia fija de 3Hz durante la aceleración.</p> <p>RANGO: 0.5 a 18 segundos.</p> <p>DEFAULT: 0.5 segundos.</p>
15	BOST###	<p>NOMBRE: El voltaje de estímulo (Boost) como un porcentaje.</p> <p>FUNCIÓN: La cantidad del voltaje de estímulo es un porcentaje del voltaje de elevación, el cual será aplicado am los terminales del motor durante la aceleración en baja frecuencia. Boost está activo desde los 3 Hz hasta los 15 Hz e incrementa linealmente entre 3 y 15 Hz.</p> <p>RANGO: 0 a 100% (desde 44volts).</p> <p>DEFAULT: 15%.</p>
16	JOG_###.#	<p>NOMBRE: Setpoint de frecuencia de juego.</p> <p>FUNCIÓN: Determina el Setpoint de frecuencia de juego en el modo JOG.</p> <p>RANGO: 4 a 70Hz, o 4 a 120Hz.</p> <p>DEFAULT: 5Hz.</p>
17	JACL_###	<p>NOMBRE: Tiempo de aceleración de juego.</p> <p>FUNCIÓN: Determina la rampa de aceleración en el modo JOG.</p> <p>RANGO: 0 a 300 segundos.</p> <p>DEFAULT: 60 segundos.</p>
18	JDCL_###	<p>NOMBRE: Tiempo de desaceleración de juego.</p> <p>FUNCIÓN: Determina la rampa de desaceleración en el modo JOG.</p> <p>RANGO: 0 a 300 segundos</p> <p>DEFAULT: 60 segundos.</p>
19	PSS1###.#	<p>NOMBRE: Primer Setpoint de preset de velocidad.</p> <p>FUNCIÓN: La frecuencia a la cual el drive acelerará en el caso en que se cierre los contactos TB3-14 y TB3-15. La rampa de aceleración o desaceleración es determinado por ACL1_### y DCL1_### respectivamente.</p> <p>RANGO: 4 a 70Hz, o 4 a 120Hz.</p> <p>DEFAULT: 4Hz.</p>

20	ACL1_###	<p>NOMBRE: Tiempo de aceleración para el PSS1.</p> <p>FUNCIÓN: Es el tiempo en segundos para la rampa de aceleración de PSS1.</p> <p>RANGO: 2 a 300 segundos.</p> <p>DEFAULT: 60 segundos.</p>
21	DCL1_###	<p>NOMBRE: Tiempo de desaceleración para el PSS1.</p> <p>FUNCIÓN: Es el tiempo en segundos para la rampa de desaceleración de PSS1.</p> <p>RANGO: 2 a 300 segundos.</p> <p>DEFAULT: 60 segundos.</p>
22	PSS2###.#	<p>NOMBRE: Segundo Setpoint de preset de velocidad.</p> <p>FUNCIÓN: La frecuencia a la cual el drive acelerará en el caso en que se cierre los contactos TB3-15 y TB3-16. La rampa de aceleración o desaceleración es determinado por ACL2_### y DCL2_### respectivamente.</p> <p>RANGO: 4 a 70Hz, o 4 a 120Hz.</p> <p>DEFAULT: 4Hz.</p>
23	ACL2_###	<p>NOMBRE: Tiempo de aceleración para el PSS2.</p> <p>FUNCIÓN: Es el tiempo en segundos para la rampa de aceleración de PSS2.</p> <p>RANGO: 2 a 300 segundos.</p> <p>DEFAULT: 60 segundos.</p>
24	DLC2_###	<p>NOMBRE: Tiempo de desaceleración a PSS2</p> <p>FUNCIÓN: Es el tiempo en segundos para la rampa desaceleración a PSS2</p> <p>RANGO: 2 a 300seg.</p> <p>DEFAULT: 60seg.</p>
25	PSS3_###	<p>NOMBRE: Tercer Setpoint de preseteo de velocidad</p> <p>FUNCIÓN: Es la frecuencia a la cual el drive escalara siempre y cuando se hallan conmutado los contactos TB3-14 Y TB3-15 entre TB3-15 Y TB3-16. El rango de aceleración o desaceleración es determinado por ACL3_### Y DCL3_###</p> <p>RANGO: 4 a 70 Hz o 4 a 120 Hz (en caso de modo de 120 Hz)</p> <p>DEFAULT: 4 Hz</p>
26	ACL3_###	<p>NOMBRE: Tiempo de aceleración PSS3</p> <p>FUNCIÓN: Tiempo en segundos para la rampa de aceleración de PSS3</p> <p>RANGO: 2 a 300seg</p> <p>DEFAULT: 60seg</p>
27	DLC3_###	<p>NOMBRE: Tiempo de desaceleración PSS3</p> <p>FUNCIÓN: Tiempo en segundos para la rampa de aceleración de PSS3</p> <p>RANGO: 4 a 70 Hz o 4 a 120 Hz (en caso de modo de 120 Hz)</p> <p>DEFAULT: 4 Hz</p>

28 ^a	PSIGNORM	<p>NOMBRE: Señal de proceso normal</p> <p>FUNCIÓN: Esta frecuencia seguirá a la señal de proceso normal</p> <p>RANGO: PSIGNORM o PSGINV</p> <p>DEFAULT: Seteado en PSIGNORM</p>
28 ^b	PSIG_INV	<p>NOMBRE: Señal de proceso invertida</p> <p>FUNCIÓN: La frecuencia seguirá a la señal invertida. El mínimo de señal producirá el máximo de frecuencia.</p> <p>RANGO: PSIGNORM o PSGINV</p> <p>DEFAULT: Seteado en PSIGNORM</p>
29 ^a	PSIG_VDC	<p>NOMBRE: Señal de proceso en voltios DC</p> <p>FUNCIÓN: Permite al drive seguir una señal de entrada de proceso en voltios. Este es un parámetro retenido o memorizado con el ítem 30^a y 31^a</p> <p>RANGO: PSIG_VDC, PSIG_MA, PSIG_AIR</p> <p>DEFAULT: PSIG_MA</p> <p>Nota: No se puede cambiar en modo RUN.</p>
29 ^b	PSVL_###	<p>NOMBRE: Bajo voltaje de señal de proceso</p> <p>FUNCIÓN: Setea el límite inferior del rango del voltaje de la señal de proceso. Este parámetro solo es accesible cuando PSIG_VDC está activo</p> <p>RANGO: 0 a 15V</p> <p>DEFAULT: 0 Volt</p> <p>Nota: No se puede cambiar en modo RUN.</p>
29 ^c	PSVH_###	<p>NOMBRE: Bajo voltaje de señal de proceso</p> <p>FUNCIÓN: Setea el límite inferior del rango del voltaje de la señal de proceso. Este parámetro solo es accesible cuando PSIG_VDC está activo</p> <p>RANGO: 10 V</p> <p>DEFAULT: 0 Volt</p> <p>Nota: No se puede cambiar en modo RUN.</p>
30 ^a	PSIG_MA	<p>NOMBRE: señal de proceso (miliamperio)</p> <p>FUNCIÓN: Permite que el drive siga a una señal corriente de entrada del proceso. Es un parámetro retenido con los ítems 29^a y 31^a</p> <p>RANGO: PSIG_AIR, PSIG_VDC, PSIG_MA</p> <p>DEFAULT: PSIG_MA</p>
30 ^b	PSIL_###	<p>NOMBRE: Baja corriente de señal de proceso</p> <p>FUNCIÓN: Setea el límite inferior de la corriente de la señal de proceso. Esta parámetro es solo accesible cuando PSIG_MA o está activo</p> <p>RANGO: 0 a 30mA</p> <p>DEFAULT: 4mA</p> <p>Nota: No puede ser modificado en modo RUN</p>
30 ^c	PSIH_###	<p>NOMBRE: Alta corriente de señal de proceso</p> <p>FUNCIÓN: Setea el límite superior de la corriente de la señal de proceso. Esta parámetro es solo accesible cuando PSIG_MA o está activo</p>

		RANGO: 0 a 30mA DEFAULT: 20mA
31 ^a	PSIG_AIR	NOMBRE: Señal de proceso neumática FUNCIÓN: permite q el driver siga una señal de entrada de un proceso presurizado. Este es un parámetro retenido y asociado con los ítems 29 ^a y 30 ^a . RANGO: PSIG_VDC, PSIG_MA, PSIG_AIR DEFAULT: PSIG_MA Nota: No puede ser cambiada en modo RUN
31b	PSAL_###	NOMBRE: Baja señal de proceso presurizado. FUNCIÓN: Setea el límite inferior de presión del rango de una señal de proceso. Este parámetro es solo accesible cuando PSIG_AIR esta activo RANGO: 1 a 20PSI DEFAULT: 3PSI Nota: No puede ser cambiada en modo RUN
31c	PSAH_###	NOMBRE: Alta señal de proceso presurizada. FUNCIÓN: igual que la anterior pero con límite superior RANGO: 1 a 20 PSI DEFAULT: 15 PSI Nota: No puede ser cambiada en modo RUN
32	PMIN###.#	NOMBRE: Mínima velocidad de señal de proceso FUNCIÓN: Setea la frecuencia que el driver entregará si la mínima señal de proceso se aplica. RANGO: 0 a 40 Hz DEFAULT: 4 Hz Nota: No puede ser cambiada en modo RUN
33	PMAX###.#	NOMBRE: Máxima velocidad de señal de proceso FUNCIÓN: Setea la frecuencia que el driver entregará si la máxima señal de proceso se aplica. RANGO: 40 a 70 Hz o 40 a 120 Hz (en modo 120 Hz) DEFAULT: 60Hz Nota: No puede ser cambiada en modo RUN
34a	PSL_STOP	NOMBRE: Parado por perdida de señal de proceso. FUNCIÓN: Indique q el driver causara la parada controlada del motor por perdida de la señal de proceso. El rango de detención a la señal se detendrá es seteada por DCL_### RANGO: Es un parámetro retenido con PSL_PSSL DEFAULT: PSL_STOP Nota: No puede ser cambiada en modo RUN
34b	PSL_PSSL	NOMBRE: Pre set de velocidad con señal de proceso perdida. FUNCIÓN: Indicara al drive la rampa de pre set de velocidad y es determinada por PSSL_### por la pérdida de una señal de proceso

		<p>RANGO: Es un parámetro retenido con PSL_STOP</p> <p>DEFAULT: PSL_STOP</p> <p>Nota: No puede ser cambiada en modo RUN</p>
34c	PSLL_###	<p>NOMBRE: Nivel encendido de una señal de proceso</p> <p>FUNCIÓN: Setea la frecuencia que el drive entrega en el curso de que la señal de proceso se pierda, si PSL_PSSL está activo. Este parámetro es accesible solamente cuando PSL_PSSL está activo.</p> <p>RANGO: 4 a 70 Hz o 4 a 120 Hz (en caso de modo de 120 Hz)</p> <p>DEFAULT: 6 Hz</p> <p>Nota: No puede ser cambiada en modo RUN</p>
35 ^a	CFA_OFF	<p>NOMBRE: Frecuencia crítica de apagado a ser evitada</p> <p>FUNCIÓN: Indica la frecuencia crítica a ser evitada en rutina diaria de desactivación.</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con CFA_ON</p> <p>DEFAULT: CFA_OFF</p>
35b	CFA_ON	<p>NOMBRE: Frecuencia crítica a ser evitada en el encendido</p> <p>FUNCIÓN: Indica la frecuencia crítica a ser evitada en rutina diaria de encendido.</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con CFA_OFF</p> <p>DEFAULT: CFA_OFF</p>
36	CFA1###.#	<p>NOMBRE: Frecuencia crítica 1 a ser evitada</p> <p>FUNCIÓN: Es una frecuencia exacta a la cual el drive no permitirá la operación si CFA_ON está activo</p> <p>RANGO: 4 a 70Hz o 4 a 120 Hz si esta en el modo 120 Hz</p> <p>DEFAULT: 4 Hz</p>
37	CFB1_###.#	<p>NOMBRE: Banda 1 de frecuencia crítica</p> <p>FUNCIÓN: Es la banda alrededor CFA1###.# o con la cual el drive no permitirá operar si CFA_ON está activo</p> <p>RANGO: 0 a 10 Hz</p> <p>DEFAULT: 0 Hz</p>
38	CFA2###.#	<p>NOMBRE: Frecuencia crítica 2 a ser evitada</p> <p>FUNCIÓN: Es una frecuencia exacta a la cual el drive no permitirá la operación si CFA_ON está activo</p> <p>RANGO: 4 a 70Hz o 4 a 120 Hz si esta en el modo 120 Hz</p> <p>DEFAULT: 4 Hz</p>
39	CFB2_###.#	<p>NOMBRE: Banda 2 de frecuencia crítica</p> <p>FUNCIÓN: Es la banda alrededor de CFA2 ###.# a la cual el drive no permitirá la operación si CFA_ON está activo</p> <p>RANGO: 0 a 10 Hz</p>

		DEFAULT: 0 Hz
40	CFA3_###.#	<p>NOMBRE: Frecuencia crítica 3 a ser evitada</p> <p>FUNCIÓN: Es una frecuencia exacta a la cual el drive no permitirá la operación si CFA_ON está activo</p> <p>RANGO: 4 a 70Hz o 4 a 120 Hz si esta en modo 120 Hz</p> <p>DEFAULT: 4 Hz</p>
41	CFB3_###.#	<p>NOMBRE: Banda de frecuencia crítica.</p> <p>FUNCIÓN: Es la banda alrededor de CFA3 ####.# a la cual el drive no permitirá la operación si CFA_ON está activo</p> <p>RANGO: 0 a 10 Hz</p> <p>DEFAULT: 0 Hz</p>
42 ^a	MARS_ACT	<p>NOMBRE: Atención de reinicio activo</p> <p>FUNCIÓN: Indica al drive que atenderá un reinicio acorde con un parámetro seteado en 43^a-45</p> <p>RANGO: este es un parámetro retenido con MARS_OFF</p> <p>DEFAULT: MARS_OFF</p>
42 ^b	MARS_OFF	<p>NOMBRE: Atención de reinicio desactivado</p> <p>FUNCIÓN: Indica que la atención de reinicio esta desactivado</p> <p>RANGO: Este es un parámetro retenido con MARS_ACT</p> <p>DEFAULT: MARS_OFF</p>
43 ^a	MARS_SRC	<p>NOMBRE: Atención de reinicio por falla en la fuente.</p> <p>FUNCIÓN: Permite el reinicio por falla en la fuente de alimentación (sobre voltaje, bajo voltaje perdida de fase)</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con MARS_ALL</p> <p>DEFAULT: MARS_ALL</p> <p>Nota: No puede ser cambiada en modo RUN</p>
43 ^b	MARS_All	<p>NOMBRE: Atención de reinicio por todas las fallas</p> <p>FUNCIÓN: permite el reinicio del drive por todas las fallas codificadas (sobre voltaje, bajo voltaje, perdida de fase y sobre corriente)</p> <p>RANGO: Parámetro retenido con MARS_SRC</p> <p>DEFAULT: MARS_ALL</p>
44	MTM #####	<p>NOMBRE: Tiempo para reinicio múltiple</p> <p>FUNCIÓN: Setea la cantidad de tiempo restante antes de que el reinicio sea atendido</p> <p>RANGO: 1 a 600 segundos</p> <p>DEFAULT: 1 segundo</p>
45	MLO_###	<p>NOMBRE: Veces de reinicio antes de que el drive se bloquee</p> <p>FUNCIÓN: Setea el número de veces de reinicio que</p>

		<p>se atenderán antes de que el equipo se bloquee. Seteando un número superior a 999 causara la lectura MARS_ON lo que significa infinitos reinicios</p> <p>RANGO: 1 a 999, ON</p> <p>DEFAULT: 1</p>
46 ^a	REL4_UTS	<p>NOMBRE: Relay 4 activo por sobre velocidad</p> <p>FUNCIÓN: el relay 4 cambiará de estado cuando el drive está arriba del set point de velocidad</p> <p>RANGO: parámetros retenidos con todo los ítems 46^a – 46^p</p> <p>DEFAULT: REL_UTS</p>
46 ^b	REL4_OLW	<p>NOMBRE: Relay 4 activo por aviso de sobrecarga</p> <p>FUNCIÓN: Relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya emitido aviso de sobrecarga</p> <p>RANGO: parámetro retenido con todos los ítems 46^a – 46^p</p> <p>DEFAULT: REL4_UTS</p>
46 ^c	REL4_OCT	<p>NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo de sobre corriente”</p> <p>FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por sobre corriente</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46^a – 46^p</p> <p>DEFAULT: REL4_UTS</p>
46 ^d	REL4_OVT	<p>NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo de sobre voltaje”</p> <p>FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por sobre voltaje.</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46^a – 46^p</p> <p>DEFAULT: REL4_UTS</p>
46 ^e	REL4_UVT	<p>NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo de bajo voltaje”</p> <p>FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por bajo voltaje.</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46^a – 46^p</p> <p>DEFAULT: REL4_UTS</p>
46 ^f	REL4_PHL	<p>NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo por perdida de fase”</p> <p>FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por perdida de fase.</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46^a – 46^p</p> <p>DEFAULT: REL4_UTS</p>
46 ^g	REL4_EXT	<p>NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo externo”</p> <p>FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo externo.</p> <p>RANGO: Es un parámetro retenido con todo el</p>

		listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46h	REL4_PRM	NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo permisivo” FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo permisivo. RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46i	REL4_OTP	NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo por sobre temperatura” FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por sobre temperatura. RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46j	REL4_OHZ	NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo por sobre frecuencia” FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por sobre frecuencia. RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46k	REL4_PLS	NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo por pérdida de señal” FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por pérdida de señal. RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46e	REL4_GFT	NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo por falla a tierra” FUNCIÓN: El relay 4 cambiara de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por falla a tierra. RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46m	REL4_OLD	NOMBRE: Relay 4 encendido por “tripeo por sobre carga” FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado un tripeo por sobre carga. RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46n	REL4_RHZ	NOMBRE: Relay 4 encendido por “activación del modo comando de velocidad remoto” FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado una activación del modo comando de velocidad remoto . RANGO: Es un parámetro retenido con todo el

		listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46o	REL4_RRN	NOMBRE: Relay 4 encendido por “activación del modo comando de RUN remoto” FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando el drive haya detectado una activación del modo comando de RUN remoto . RANGO: Es un parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
46p	REL4_MLO	NOMBRE: Activación de relay 4 por bloqueo MARS FUNCIÓN: El relay 4 cambiará de estado cuando MARS_#### se ha excedido y por ende atención por múltiple reinicio ha sido bloqueado. RANGO: Parámetro retenido con todo el listado 46 ^a – 46p DEFAULT: REL4_UTS
47	MDHZ #####	NOMBRE: Modulación de frecuencia. FUNCIÓN: setea la modulación de frecuencia del drive ajustando este parámetro puede ayudar a reducir el ruido audible del motor RANGO: 700 a 1300Hz DEFAULT: 1KHz
48 ^a	CSM_OFF	NOMBRE: Protección de revisión del motor apagado. FUNCIÓN: El drive arrancara normalmente sin chequear si el motor está trabado. RANGO: CSM_OFF o CSM_ON DEFAULT: Seteado de fábrica con CSM_OFF
48b	CMS_ON	NOMBRE: Protección de revisión del motor encendido FUNCIÓN: cada vez q el drive arranque el CSM chequeara si el motor está trabado y lo arrancara en la frecuencia determinada RANGO: CSM_OFF o CSM_ON DEFAULT: seteado de fábrica con CSM_OFF
49 ^a	EPOT_OFF	NOMBRE: Potenciómetro en posición OFF FUNCIÓN: No tiene función RANGO: EPOT_OFF o EPOT_ON DEFAULT: Seteado de fabrica EPOT_OFF
49b	EPOT_ON	NOMBRE: Potenciómetro en posición ON FUNCIÓN: Permite que la salida del drive se incremente o decremente en velocidad con el cierre de un contacto. La función STOP setea la mínima velocidad en el arranque. RANGO: EPOT_OFF o EPOT_ON DEFAULT: seteado de fabrica EPOT_OFF
50 ^a	POUT_UCA	NOMBRE: Señal o voltaje de salida de proceso FUNCIÓN: mA de salida proporcional al voltaje de

		salida. Este es un valor calculado RANGO: 4 a 20 mA DEFAULT: seteado de fabrica POUT_VAC
50b	POUT_AMP	NOMBRE: Señal o corriente de salida de proceso FUNCIÓN: mA de salida, proporcional a la corriente de salida RANGO: 4 a 20 mA DEFAULT: POUT-VAC
50c	POUT_KW	NOMBRE: Potencia o señal de salida de proceso FUNCIÓN: mA de salida, proporcional a la potencia de salida. Este es un parámetro calculado. RANGO: 4 a 20 mA DEFAULT: seteado de fabrica POUT_UAC
51 ^a	COMM_OFF	NOMBRE: Comunicaciones apagadas FUNCIÓN: deshabilita las comunicaciones y señales industriales del drive RANGO: OFF, ON DEFAULT: COMM_OFF
51b	COMM_ON	NOMBRE: Comunicaciones encendidas. FUNCIÓN: habilita las comunicaciones y señales industriales del drive RANGO: OFF, ON DEFAULT: COMM_OFF
52	CODE #####	NOMBRE: Código de acceso FUNCIÓN: Permite al ingreso de 4 dígitos numéricos de código los cuales permiten acceder a características adicionales del modulo. Incluyendo los históricos del tripeo y rutinas de test de fabrica. Véase nota # 1
53	REV_##	NOMBRE: Este es un nivel de revisión de software del modulo Nota: Esta es la versión de software 4.0

NOTA #1:

MENSAJE DE TRIPEO		
1	OC_TRIP_	DESCRIPCIÓN: TRIPEO POR SOBRE CALENTAMIENTO La corriente de salida del drive ha excedido el límite nominal seteado y la unidad se ha desconectado para proteger los componentes transistorizados de potencia. Esto también puede indicar una falla en un componente de potencia. También suele ocurrir cuando los tiempos de aceleración y desaceleración son muy costos para la inercia de la carga TIPO DE PARADA: COAST
2	OVER VOLT	DESCRIPCIÓN: TRIPEO POR SOBRE VOLTAJE

		<p>La fuente de alimentación DC ha excedido el área segura de operación de los componentes transistorizados de potencia. Puede ser causado por una condición de voltaje de entrada o también por una desaceleración rápida de la carga manejada</p> <p>TIPO DE PARADA: COAST</p>
3	UNDER VOLT	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO POR BAJO VOLTAJE La fuente de alimentación ha entregado un nivel DC por debajo de lo requerido para mantener el voltaje de salida especificando según el requerimiento. Causado por algún fallo en la entrada de potencia o falla en la entrada de alimentación</p> <p>TIPO DE PARADA: COAST</p>
4	PAS_LOSS	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO POR FASE PÉRDIDA Una de las fases de la señal trifásica de entrada al drive esta perdida. Podría ser por un fusible quemado.</p> <p>TIPO DE PARADA: COAST</p> <p>NOTA: no se puede resetear externamente con los contactos (TB3-12 y 13) sería mejor vía MARS o vía Keypad con el botón reset.</p>
5	EXT TRIP	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO EXTERNO El contacto o jumper entre TB3-11 y 12 han sido abiertas</p> <p>TIPO DE PARADA: COAST</p>
6	PRM_OPEN	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO PERMISIVO Un contacto o jumper entre TB2-1 y TB2-4 han sido abiertos</p> <p>TIPO DE PARADA: CONTROLLED</p>
7	OVER TEMP	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO POR SOBRETENPERATURA Indica que la temperatura interna del disipador de calor del drive se excedió. Puede ocurrir si el ambiente está fuera de especificación de ventilación o falla de los ventiladores</p> <p>TIPO DE PARADA: CONTROLLED</p> <p>NOTA: No se puede resetear externamente vía contactos (TB3-12 y 13) debe ser reseteada vía MARS (parámetros 42 – 45) o vía botón reset del keypad</p>
8	THRML-SW	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO POR SWITCH DE TEMPERATURA ABIERTO. Indica que el switch térmico del disipador de calor del drive está abierto. Puede ocurrir si el ambiente está fuera del rango especificado o hay daños en los ventiladores</p> <p>TIPO DE PARADA: CONTROLLED</p>
9	OVER FREQ	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO DE SOBRE FRECUENCIA Indica que la frecuencia de salida del drive se ha</p>

		<p>excedido en un 10% del setpoint. Puede ocurrir solamente si ha fallado un componente del modulo lógico</p> <p>TIPO DE PARADA: SOAT</p>
10	GRND_FLT	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO DE FALLA A TIERRA</p> <p>Indica una falla a tierra o el sensor de falla a tierra se ha activado o esta defectuoso</p> <p>TIPO DE PARADA: COAST</p>
11	OVER LOAD	<p>DESCRIPCIÓN: TRIPEO POR SOBRE CARGA</p> <p>Indica que el drive ha operado en una condición de sobre carga por un tiempo entre 7 a 355 segundos, dependiendo de la cantidad de sobre carga.</p> <p>105% a 109.9% = 355seg 110% a 114% = 60seg 115 a 119.9% = 20seg 120% o superior = 7seg</p> <p>TIPO DE PARADA: CONTROLLED</p> <p>NOTA: Dependiendo de la parámetros del MARS paso 42^a hasta 45) el drive puede resetearse o reiniciar después de cualquier condición de tripeo</p>
12	MRSLO_OV	<p>DESCRIPCIÓN: Bloque MARS (sobre voltaje).</p> <p>Indica que la unidad se ha tripeado en un sobre voltaje y la unidad se ha bloqueado de acuerdo al parámetro 45. La unidad puede ser reiniciada después de presionar RESET en el keypad</p> <p>NOTA: No puede ser reseteado externamente vía contactos (TB3-12 y 13). Debe ser reseteado desde el botón RESET en el keypad</p>
13	MRSLO_UV	<p>DESCRIPCIÓN: Bloqueo MARS (bajo voltaje).</p> <p>Indica que el drive se ha tripeado por bajo voltaje y la unidad está bloqueada de acuerdo al parámetro 45. La unidad puede ser reiniciada después de presionar el botón RESET del keypad.</p>
14	MRSLO_PL	<p>DESCRIPCIÓN: Bloqueo MARS (perdida de fase).</p> <p>Indica que la unidad se ha tripeado por “perdida de fase” y la unidad se ha bloqueado de acuerdo al parámetro 45, la unidad puede ser reiniciada después de presionar el botón RESET del keypad</p>
15	MRSLO_OC	<p>DESCRIPCIÓN: Bloque MARS (sobre corriente).</p> <p>Indica que la unidad se ha tripeado por “sobre corriente” y la unidad se ha bloqueado de acuerdo al</p>

		parámetro 45, la unidad puede ser reiniciada después de presionar el botón RESET del keypad
--	--	---

OTROS MENSAJES		
1	W#####_	<p>DESCRIPCIÓN: Alerta de sobre carga. AFC. Indica que la unidad está funcionando mientras hay una condición de sobre carga si la condición de sobre carga es removida antes que el circuito de temporización del uP tripea a la unidad, el drive retornara a la frecuencia Setpoint y la “W” desaparecerá de la primera posición del display del keypad. Si la condición de sobre carga no es removida de uP tripea a la unidad por el siguiente horario establecido de pendiendo de la condición de sobrecarga.</p> <p style="text-align: center;">105% a 109.9% = 355seg 110% a 114.9% = 60seg 115% a 119.9 = 20seg 120 o superior = 7seg</p>
2	BYPASS	<p>DESCRIPCIÓN: El drive está siendo aperado en el modo bypass y no responderá a ningún control de entrada, o el IOB switch está en posición OFF.</p>
2 ^a	AFC_PERM	<p>DESCRIPCIÓN: En revisión del software 3.1 y superiores, esto tiene la misma operación y significado que bypass, excepto que el display del keypad no mostrara AFC_PERM cuando el IOB switch este en OFF o en posición bypass indicando que el AFC permisivo este abierto.</p>
3	LOCK_OUT	<p>DESCRIPCIÓN: Un comando de dirección reservado ha sido dado y el DIP switch de el modulo está cerrado, causando que esta opción se bloquee.</p>
4	PSG_STOP	<p>DESCRIPCIÓN: Señal de parada de proceso El comando de stop ha sido iniciado por la señal de proceso. Depende también del seteo de la función 30^a.</p>
5	A4 ###_#_	<p>DESCRIPCIÓN: Número de modelo del drive. Aparece cuando la alimentación es colocada al equipo.</p>

3.45.- RETORNO A PARÁMETROS DE FÁBRICA

Los parámetros programables pueden retomarse a las configuraciones de fábrica siguiendo el siguiente procedimiento:

1	Asegúrese que el drive no esté encendido.
2	Ingrese en modo programa
3	Seleccione CODE00 (parámetro 50)
4	Ingrese el código de acceso "1923"
5	Presione ENTER. El display mostrará momentáneamente el mensaje "DEFAULT" y regresara al CODE00 Nota: si sigue los pasos antes indicados, se borrarán absolutamente todo los datos de usuario y se pondrán los seteos por defecto de fábrica.

3.46.- RESETEANDO TEMPORIZADOR A CERO.

El tiempo de conteo del equipo es de hasta 9999.9 horas. Esto permite cerca de un año 50 días de operación sin reseteo; pero si se desea resetear el temporizador a cero antes del reseteo automático, siga estos pasos:

- 1.- Asegúrese de que el drive no esté en modo RUN.
- 2.- Entre en modo de programación.
- 3.- Seleccione CODE00 (parámetro 50).
- 4.- Ingrese el código de acceso 1120.
- 5.- Presionar ENTER, el display mostrara momentáneamente TIME SET antes de retornar a CODE00.

3.47.- INTERPRETACIÓN DE HISTÓRICO DE TRIPEOS Y ALARMAS.

La serie 400 de Accutrol, tiene un módulo con capacidad de almacenamiento de información sobre las ultimas 5 condiciones de falla que causaron el apagado del inversor.

Toda esta información es almacenada en un buffer de datos rotantes; la información acerca del más reciente tripeo es siempre encontrada en “TRIPLOG1”, mientras que el más antiguo en “TRIPLOG5”.

Para acceder a los cinco históricos de tripeo se debe ingresar el código de acceso 6295 y presionar ENTER.

Una vez dentro del árbol de históricos puede navegar por cada TRIPLOG, con las flechas UP/DOWN del keypad.

Presionando la flecha ➔ permite acceder a la data contenida en el TRIPLOG seleccionado. Con la primera pulsación de la flecha ➔ debe aparecer “*TYPE_”.

Las teclas UP/DOWN permiten navegar entre los seis ítems almacenados en el TRIPLOG seleccionado.

A continuación una tabla con las descripciones de los mensajes que pueden aparecer:

	DISPLAY	SIGNIFICADO
1	“*TYPEOC”	Tripeo de sobre corriente.
2	“*TYPEOV”	Tripeo de sobre voltaje.
3	“*TYPEOL”	Tripeo de sobre carga.
4	“*TYPEUV”	Tripeo de bajo voltaje.
5	“*TYPEPL”	Tripeo de pérdida de fase.
6	“*TYPETS”	Tripeo de switch térmico.
7	“*TYPEGF”	Tripeo de falla a tierra.
8	“*TYPEOT”	Tripeo de sobre temperatura.
9	“*TYPEET”	Tripeo externo.

Tabla 4: Descripción de mensajes

Fuente: Manual Accutrol 400

La información es almacenada cuando cada tripeo ocurre de acuerdo a la siguiente tabla:

	DISPLAY	SIGNIFICADO
1	“*TYPE__”	Tripeo de alguna naturaleza.
2	“*ETM__”	Tiempo transcurrido después del tripeo.
3	“*AMP__”	La corriente de salida cuando el tripeo ocurrió.
4	“*LNK__”	El voltaje DC cuando ocurrió el tripeo.
5	“*CMD__”	El comando de frecuencia cuando ocurrió el tripeo
6	“*Hz__”	La frecuencia de salida cuando ocurrió el tripeo.

Tabla 5: Descripción de tripeos.

Fuente: Manual Accutrol 400

Para salir del histórico de fallas almacenadas, hay que presionar la tecla RESET del keypad. Para acceder automáticamente al histórico de datos almacenados e interpretar la data para resolver los problemas en el inversor, hay que considerar los siguientes pasos:

1.- Suponiendo que el drive se ha disparado y el display muestra “MRSLO OC”. MARS indica que el bloqueo ocurrió en el tercer tripeo. C_{LIM} está seteado en 110, y el número de modelo del equipo es A4014-4. Reseteando el drive y accediendo al histórico de datos nos da la siguiente información:

TRIPLOG1
“*TYPEOC”
“*ETM 26.9”
“*AMP 20”
“*LNK 670”
“*CMD 60.0”
“*Hz 3.0”

TRIPLOG2
“*TYPEOC”
“*ETM 26.7”
“*AMP 20”
“*LNK 775”
“*CMD 60.0”
“*Hz 3.0”

TRIPLOG3
“*TYPEOC”
“*ETM 26.5”
“*AMP 20”
“*LNK 755”
“*CMD 60.0”
“*Hz 3.0”

TRIPLOG4
“*TYPEOV”
“*ETM 25.8”
“*AMP 12”
“*LNK 1024”
“*CMD 57.3”
“*Hz 57.3”

TRIPLOG5
“*TYPEUV”
“*ETM 21.1”
“*AMP 11”
“*LNK 396”
“*CMD 52.4”
“*Hz 32.8”

Tabla 6: Ejemplo de razonamiento de fallas en el Accutrol.

Fuente: Manual Accutrol 400

El análisis que debe seguirse es el siguiente:

1.- Los tres tripeos más recientes han pasado en un rango de entre 6 a 12 minutos.

Todos fueron tripeos de sobre corriente, sin embargo la corriente indicada (20 amp) es 143% de la corriente seteada del drive (14 amp); 143% es el mayor porcentaje que se puede almacenar en memoria.

2.- En cada uno de los tres casos recientes, la frecuencia de salida fue menor que la frecuencia de trabajo indicando que el drive fue acelerado. Si el drive ha estado en corriente límite, el tripeo puede haber sido por sobrecarga más que por sobre corriente.

3.- La frecuencia de salida actual al momento de los tres tripeos más recientes ha sido 3Hz. Esto es significativo, ya que es la frecuencia de salida más baja a la cual los circuitos del drive pueden trabajar y están activos. Esto significa que el drive ha tripeado en sobre corriente cuando los dispositivos de estado sólido recibieron el comando de encendido. Esto deduce un fallo posible en los packs Darlington transistorizados.

4.- 42 minutos antes de que el drive se halla tripeado por sobre corriente, fue tripeado por sobre voltaje. El drive estuvo operando bien durante este rango (estuvo trabajando a 12 amp) a 57.3 Hz. El máximo voltaje que el drive puede monitorear es 1200 voltios. En este caso el drive tripeo a 1024 voltios, los cuales convierte de la línea AC trifásica.

5.- Notar que el tripeo más antiguo fue de bajo voltaje, esto usualmente ocurre cuando el drive está acelerando (por que la frecuencia de salida actual fue más baja que el comando de frecuencia dado y además no fue tripeo de sobre carga). El voltaje de línea a línea al momento del tripeo fue de 277VCA.

Basado en los cinco datos revisados, podemos concluir que el drive estuvo soportando severas fluctuaciones de voltaje recientemente. Al menos una de esas fluctuaciones transitorias fue muy significativa (sobre voltaje). Finalmente notamos que algunos componentes del drive posiblemente los transistores de potencia fallen después de este sobre voltaje significativo.

3.48.- OPERACIÓN A 120 Hz.

Los controles y transistores son capaces de operar a 120 Hz de frecuencia de salida. Seteado de fabrica al máximo valor (70Hz), para activar el modo 120 Hz, el cobertor posterior del keypad debe ser removido y mover el jumper J11 de la posición 2-3 a la 1-2; entonces el rango de MHz cambiará de 4 a 120 Hz.

3.49.- DIPSWITCH.

Hay cuatro dipswitchs en la parte posterior del keypad.

Primer dipswitch: controla la función Setup. Si la posición 1 está abierta, el drive puede operar en todo lo que respecta a operación normal; exceptuando el envío de señales a las BASE DRIVE BOARDS (tarjetas de disparo para los packs), por ende no habrá corriente a la salida del drive. Esto sirve para hacer un pre encendido para dejar al drive listo para operación.

Segundo dipswitch: permite acceso a programación extendida. Si la segunda posición es cerrada, es accesible toda la programación extendida del drive. De lo contrario, solamente los ocho primeros parámetros de programación son accesibles. En todo caso el drive operara bien usando los parámetros por defecto de fabrica para la parte de parámetros extendidos.

Tercer dipswitch: permite el bloqueo al acceso a programación. Si la tercera posición es cerrada, el modo de programación mostrara solamente los últimos ítems antes de haber sido bloqueado y no permitirá ningún cambio en ningún parámetro. Si la tecla PROGRAM del keypad es pulsada teniendo el dipswitch 3 cerrado se mostrara LOCKOUT.

Cuarto dipswitch: cuando se cierra el cuatro dipswitch la función arrancar en reversa se bloquea y el voltaje de salida del drive no puede ser cambiado. Si la tecla REVERSE del keypad se pulsa y el dipswitch 4 está cerrado se mostrara LOCKOUT.

CAPÍTULO # 4
DESCRIPCIÓN DE PRÁCTICAS Y PERIFERICOS
DEL EQUIPO.

4.1.- MESA DE CARGAS MONOFÁSICAS.

A continuación se detalla el contenido del banco de cargas que se ha construido para conectar algunos de los tipos de dispositivos resistivos que se encuentran en el medio industrial:

CARGAS LUMÍNICAS PARA 110VCA/100W



Gráfica 122: Focos de 100W

Fuente: los autores

CARGAS LUMÍNICAS PARA 110VCA/40W



Gráfica 123: Focos de 40W

Fuente: los autores

RESISTENCIAS ALAMBRADAS DE NIQUELINA.



Gráfica 124: Resistencias alambradas.

Fuente: los autores

Se aprecia una foto de la mesa de cargas monofásicas, diseñado para la conexión con cables desde el panel mímico hasta las borneras de conexión:



Gráfica 125: Mesa de cargas.

Fuente: los autores

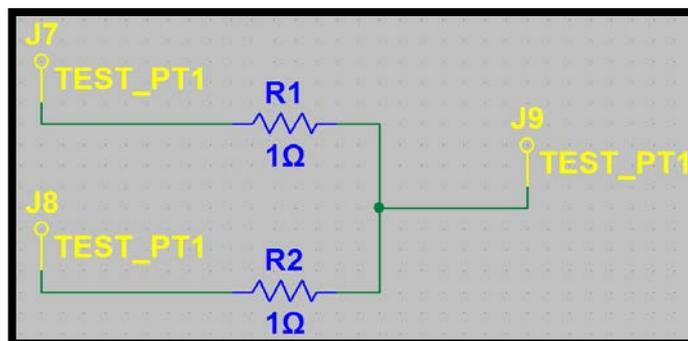
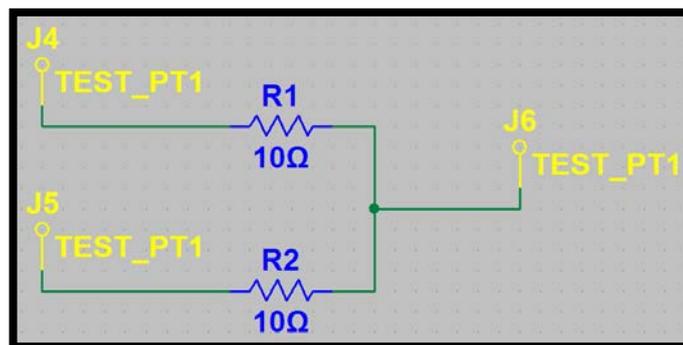
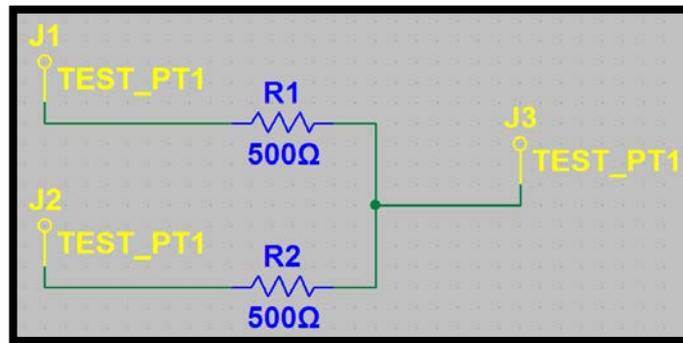
Se compone de 36 borneras atornillables para conexión de jumpers desde y hacia el tablero frontal del equipo; y los elementos asociados son:

Qty	Descripción
3	Lámparas incandescentes 110V/100W
3	Lámparas incandescentes 110V/40W
2	Resistencia alambrada de 1OHM/100W
1	Capacitor de 2300uF/450V
1	Capacitor de 4000uF/450V
2	Resistencias de 1 OHM/100W
4	Resistencias de 500 OHM/50W
2	Resistencias de 10 OHM/50W
1	Resistencia de 5 OHM/200W
1	Resistencia de 1000 OHM/200W

Tabla 7: Componentes de la mesa de cargas

Fuente: los autores

Tanto las resistencias de 500, 10 y 1 OHM, tienen la configuración de terminal común, es decir que comparten un terminal de conexión y ayuda a hacer versátil nuestro banco de cargas, ya que se ahorra el cableado de una conexión serie, esta situación se simplifica en la gráfica a continuación:



Gráfica 126: Configuración de resistencias en la mesa de cargas.

Fuente: los autores

4.2.- CONTROL DE FASE DIODO/ SCR.



Gráfica 127: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DEL CONTROL DE FASE DIODO/ SCR.

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con los plugs desde la fuente AC de 110V hasta los bornes negros TC1, TC2, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas hasta el borne rojo superior.
- Verificar que el potenciómetro respectivo del circuito esta en el valor mínimo.
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los bornes de prueba (TP), ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, todos los controles de fase tienen un límite de salida de 2Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas energizadas.

4.3.- CONTROL DE FASE ARREGLO RC/TRIAC.



Gráfica 128: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DEL CONTROL DE FASE ARREGLO RC/TRIAC.

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con los plugs desde la fuente AC de 110V hasta los bornes PC1 y PC2, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas hasta el borne rojo superior.
- Verificar que el potenciómetro respectivo del circuito está en el valor mínimo.
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los 3 bornes de prueba restantes, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, todos los controles de fase tienen un límite de salida de 2Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas energizadas.
- Notar las características de este tipo específico de control de fase.

4.4.- CONTROL DE FASE DIAC/TRIAC.



Gráfica 129: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DEL CONTROL DE FASE DIAC/TRIAC.

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con los plugs desde la fuente AC de 110 o 220V hasta los bornes PC1 y PC2, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas hasta el borne rojo superior.
- Verificar que el potenciómetro respectivo del circuito esta en el valor mínimo.
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los 3 bornes de prueba restantes, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, todos los controles de fase tienen un límite de salida de 2Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas energizadas.
- Notar las características de este tipo específico de control de fase.
- En este tipo de controles la respuesta no puede ser lineal completamente y se pueden apreciar picos transientes por la falta de la red Snnuber.

4.5.- RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA NO CONTROLADA.



Gráfica 130: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DE RECTIFICACIÓN NO CONTROLADA.

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas. Notar que se manejan voltajes trifásicos muy peligrosos.
- Se debe cablear con 3 plugs desde la fuente AC trifásica de 220V hasta los bornes PC1, PC2, PC3, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas o a otra carga externa hasta los bornes de salida DC
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los bornes de prueba, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, este circuito tiene un límite de salida de 8Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas trifásicas energizadas.
- Notar las características de este tipo específico de rectificación de voltaje.

4.6.- CUADRUPLICADOR DE VOLTAJE



Gráfica 131: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DEL CUADRUPLICADOR DE VOLTAJE

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con los plugs desde la fuente AC de 110V hasta los bornes PC1 y PC2, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde el borne PC7 con referencia a PC2 y para inversión de polaridad desde PC6 con referencia a PC2
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los 3 bornes de prueba restantes, ya sea con multímetro (en este caso no recomendamos usar osciloscopio por la generación de picos transientes que podrían dañar el equipo), de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, este circuito tienen un límite de salida de 0.5Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas energizadas y alto voltaje DC
- Notar las características de este tipo específico de control de fase.

4.7.- CONTROL BÁSICO CON SCR



Gráfica 132: Foto del circuito en el panel mímico.

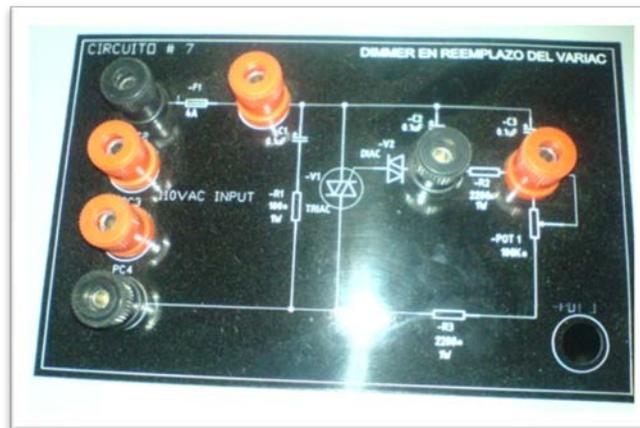
Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DEL CONTROL BÁSICO CON SCR

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con los plugs desde la fuente AC de 120V hasta los bornes PC1 y PC2, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas hasta los bornes marcados.
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- El sistema dispara conmutando la carga cuando se presiona el pulsante S1, solo así la carga se energizará, es el ejemplo de un switch de potencia.
- Realizar las mediciones necesarias en los bornes de prueba restantes, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, tiene un límite de salida de 3Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas energizadas.
- Notar las características de este tipo específico de conmutación.

4.8.- DIMMER EN REEMPLAZO DE VARIAC



Gráfica 133: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DEL DIMMER EN REEMPLAZO DE VARIAC

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con los plugs desde la fuente AC de 110V hasta los bornes PC1 y PC2, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas hasta los bornes PC3 y PC4.
- Verificar que el potenciómetro respectivo del circuito esta en el valor mínimo.
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los bornes de prueba respectivos, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, todos los controles de fase tienen un límite de salida de 2Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas energizadas.
- Notar las características de este tipo específico de control de fase.
- En este tipo de controles la respuesta es lineal completamente ya que se eliminan picos transientes con la red Snnuber.

4.9.- CONTROL COMPLEMENTARIO DE FASE CON SCR



Gráfica 134: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DEL CONTROL COMPLEMENTARIO DE FASE

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con los plugs desde la fuente AC de 110V hasta los bornes PC1 y PC2, y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas hasta el borne rojo inferior.
- Verificar que el potenciómetro respectivo del circuito esta en el valor mínimo.
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los bornes de prueba respectivos, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, todos los controles de fase tienen un límite de salida de 2Amp.
- Tomar todas las precauciones cuando se trabaja con líneas energizadas.
- Notar las características de este tipo específico de control de fase.

4.10.-RECTIFICACIÓN NO CONTROLADA



Gráfica 135: Foto del circuito en el panel mímico.

Fuente: los autores

DESCRIPCIÓN DE LA RECTIFICACIÓN NO CONTROLADA

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas. Notar que se manejan voltajes almacenados en capacitores los cuales pueden ser altamente peligrosos en una descarga.
- Se debe cablear con plugs desde la fuente AC monofásica de 220 o 110V hasta los bornes PC1, PC2, PC3, TB1, TB2 y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas o a otra carga externa hasta los bornes de salida DC
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los bornes de prueba, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, este circuito tiene un límite de salida de 2Amp.
- Notar las características de este tipo específico de rectificación de voltaje.

4.11 CONMUTADOR COMPLEMENTARIO



Gráfica 136: Foto del circuito en el panel mímico.

DESCRIPCIÓN DEL CONMUTADOR COMPLEMENTARIO

Para el correcto uso del circuito implementado en el módulo, se debe seguir las siguientes indicaciones:

- Se debe verificar que el sistema no esté energizado para evitar riesgos de descargas peligrosas.
- Se debe cablear con plugs desde la fuente DC de 12V hasta los bornes de entrada y realizar los jumpers necesarios para conectar la carga desde la mesa de cargas o a otra carga externa hasta los bornes de salida por contacto de relé.
- Conectar alimentación desde las botoneras en el tablero.
- Realizar las mediciones necesarias en los bornes de prueba, ya sea con multímetro o con osciloscopio, de acuerdo a las indicaciones del profesor.
- Recordar no sobrecargar el circuito, este circuito tiene un límite de salida de 5Amp.
- Notar las características de este tipo específico de conmutación.

4.12.- BOTONES DE CONTROL DEL EQUIPO



Gráfica 137: Foto de las botoneras de control en el panel frontal

Fuente: los autores

4.16.1 DESCRIPCIÓN DE FUNCIONAMIENTO

El sistema de control del módulo fue creado teniendo en mente aspectos básicos de protección tal como los sistemas reales que funcionan en el medio industrial y como lo dice las normas locales.

Tenemos una pulsador de emergencia con retenimiento mecánico, en la parte superior un clásico marcha y paro con pulsadores independientes de 22mm, con indicación lumínica, RUN para el encendido, OFF para el apagado y la luz piloto READY para la señal visual, este control proveer de alimentación la todo el panel mímico sea en 15-0-15VCA, 110VCA, 220VCA, 220VCA trifásico. Además alimenta al banco trifásico de transformadores que elevan la tensión desde 220 a 440VCA pero sin conectar la salida del mismo.

En la parte de abajo otro clásico marcha y paro con pulsadores independientes de 22mm, con indicación lumínica, RUN para el encendido, OFF para el apagado y la luz piloto READY para la señal visual, este control proveer de alimentación trifásica de 440VCA al inversor Accutrol 400 para el control de motores de inducción.

Adicional el equipo consta de una protección del tipo cerrojo con llave con para asegurar que solo personas autorizadas a encender el equipo lo puedan hacer.

4.13.- OSCILOSCOPIO DIGITAL A COLOR PARA EL EQUIPO



Gráfica 138: Foto del osciloscopio marca OWON importado desde EE.UU.
Fuente: <http://cgi.ebay.com/New-Digital-Color-Oscilloscope-OWON-PDS5022S-w->

El osciloscopio marca OWON PDS5022S w/USB, es un equipo importado desde Miami para facilitar al estudiante las mediciones de las ondas, disparos, y comparar los resultados obtenidos con el modelo ideal y ver sus efectos.

Entre las características del osciloscopio están:

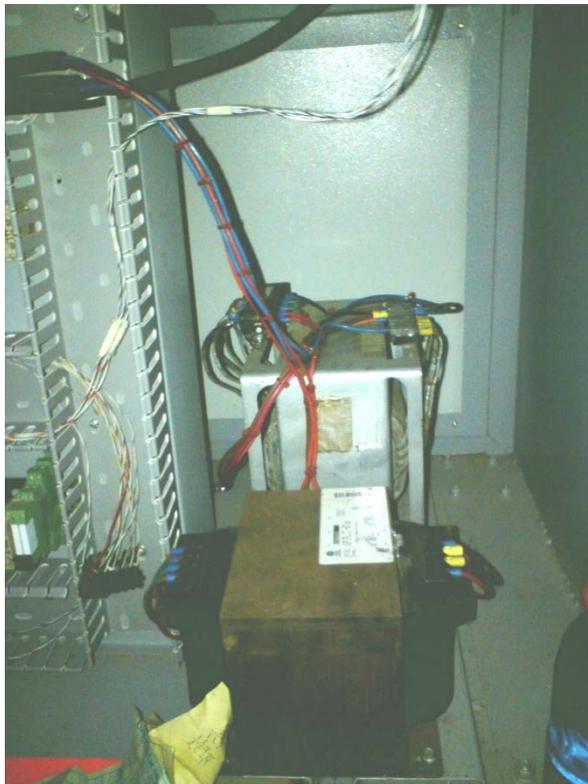
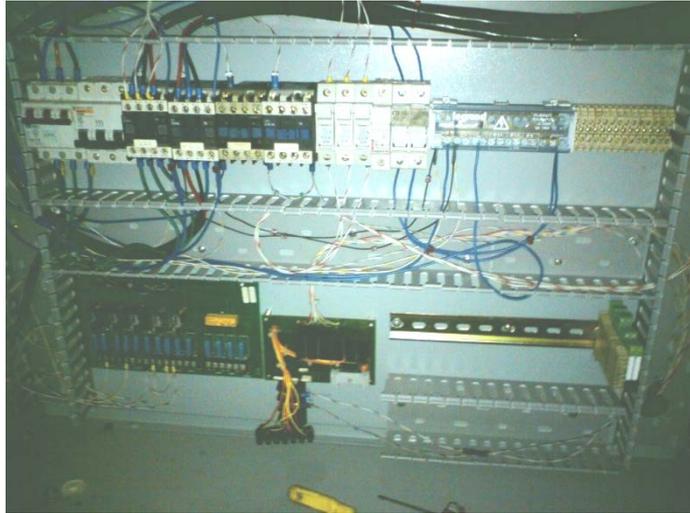
- Doble trazo a color.
- Voltaje máximo de entrada 300VRMS.
- Conexión USB 2.0 para computador.
- Es digital (no tiene tubo de rayos catódicos, por ende no genera calor)
- Compacto y ligero (3 libras de peso)
- Frecuencia de barrido de 25MHz.
- Pantalla LCD de resolución 640 x 480.

4.14.- DETALLES CONSTRUCTIVOS DEL EQUIPO

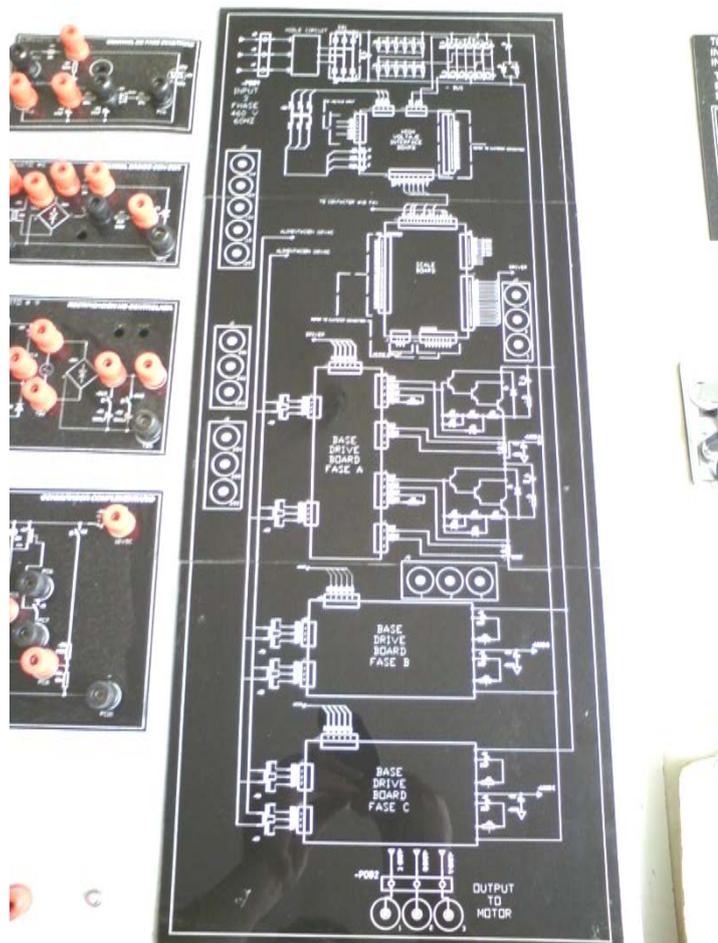
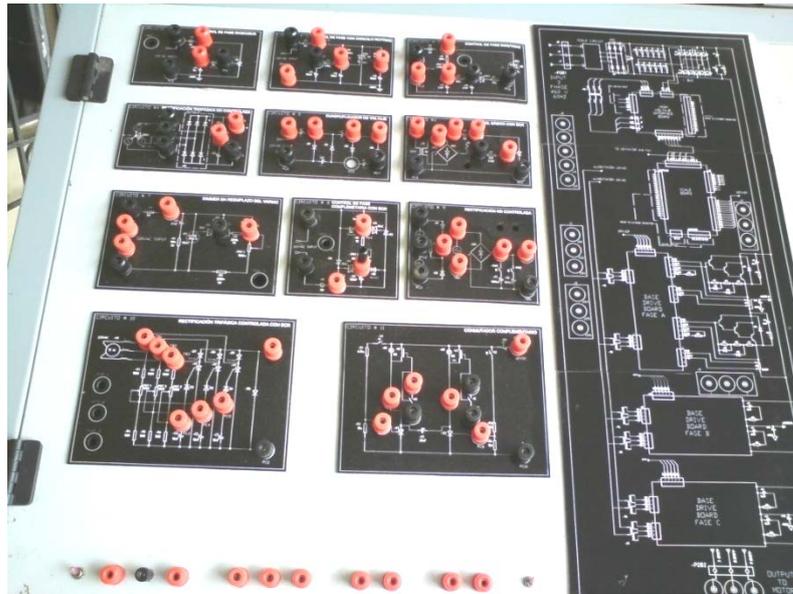
LARGO = 1,30MTS, ANCHO = 0,80MTS, ALTURA = 1,65MTS



Gráfica 139: Fotos del módulo en diferentes vistas
Fuente: los autores



Gráfica 140: Fotos del interior del módulo en diferentes vistas
Fuente: los autores



Gráfica 141: Fotos del panel mímico en diferentes vistas
Fuente: los autores



Gráfica 142: Fotos laterales en diferentes vistas
Fuente: los autores

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

Con la construcción de este proyecto, hemos evidenciado la gran importancia de la electrónica de potencia en el ámbito industrial, no solo en el uso de circuitos sencillos, sino en los más complejos sistemas de control de potencia que actualmente están en el medio laboral.

La concepción, estudio y construcción del MÓDULO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA nos ha costado incontables horas de sacrificio, tanto intelectual, humano y económico; pero estamos seguros de que el equipo representa un gran aporte al desarrollo del estudio de materias tales como: ELECTRÓNICA DE POTENCIA, CONTROL AUTOMÁTICO, TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA, y demás afines.

El MÓDULO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA, dará un gran aporte al estudiantado de la Universidad con ejecución de accionamientos en estado sólido, iguales a los que se encuentran en el medio industrial, asegurando el complemento perfecto al conocimiento del estudiante para desenvolverse en óptima condición en este escenario.

Resaltamos especial cuidado en el manejo del equipo por parte de estudiantes, y profesores ya que maneja elevados voltajes, pese a tener todas las protecciones eléctricas necesarias para asegurar el máximo de confiabilidad del equipo, es importante mantener alejados líquidos que se puedan derramar sobre la circuitería eléctrica, transistores Darlington, condensadores de filtrado y banco trifásico de transformadores. Además antes de realizar cualquier trabajo de medición, ajuste, etc.; asegúrese de que no existe riesgo en la maniobra.

BIBLIOGRAFÍA.

- [1] R.W. Erickson. “Fundamentals of power Electronics, Second Edition”. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [2] K. Ogata. “Modern Control Engineering”. 4th edition.
- [3] Abraham I. Pressman. “Switching Power Supply Design”. Ed. Mc Graw Hill. 2^a Edición, 1997.
- [4] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. “Power Electronics”. Ed. John Wiley & Sons, Inc. 2003.
- [5] Daniel W. Hart, “Electrónica de Potencia”, Prentice Hall, 2001.
- [6] K. Billings, “Switching power supply handbook”, Mc Graw Hill 1989.
- [7] L. H. Dixon, “*Control Loop Cookbook*”, Power Supply Design Seminar, Unitrode, 1996.
- [8] D. Maksimovic and R. W. Erickson, “Advances in Averaged Switch Modeling and Simulation”, IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC) 1999. Tutorials.
- [9] R. Redl, “Control, Modeling, and feedback-loop design of DC/DC converters”. Professional Education Courses PCIM Europe 2003.
- [10] [www. irf.com](http://www.irf.com), web site.
- [11] <http://www.nichese.com/rectificador4.html>, web site.
- [12] <http://openpdf.com/>, web site.
- [13] <http://www.pdfqueen.com/pdf/rc/rca-transistor-manual/>, web site
- [14] [www. google.com.ec](http://www.google.com.ec), web site.
- [15] International Rectifier - Application Notes.
- [16] http://es.wikipedia.org/wiki/Variador_de_velocidad
- [17] INELTRON MITSUBISHI modules, web site.
- [18] Littelfuse - Design Support – Applications, web site.
- [19] Transistor Throttle Circuits, web site.
- [20] Revista_2002_Vol_15_N_1_Art02, web site.
- [21] CUESTA LUIS, GIL ANTONIO ELECTRÓNICA ANALÓGICA.
Análisis de circuitos. Amplificación. Sistemas de alimentación McGraw Hilll .
México
- [22] TIMOTHY J. MALONEY (1983). ELECTRÓNICA INDUSTRIAL.
- [23] [www. analogdevices.com](http://www.analogdevices.com), web site.
- [24] [www. microchip.com](http://www.microchip.com), web site.
- [25] [www. comunidadelectronicos.com](http://www.comunidadelectronicos.com), web site.

- [26] Lilen H 1973 Thiristors et Triacs; Seconde édition (Paris: Radio) Traducción al Castellano: 1976 Tiristores y Triacs (Barcelona: Marcombo).
- [27] Motorola Inc. 1989 Thyristor Device Data; Serie C, 3rd Printing DL 137 REV 3 (USA: Motorola).
- [28] Título: Power Electronics. Converters, applications and design. Autor: Mohan, Undeland & Robbins. Editor: John Wiley & Sons. 1995 ISBN0-471-58408-8.
- [29] Título: Electrónica de Potencia. Autor: Daniel W. Hart. Editor: Prentice Hall, 2001 I.S.B.N.: 84-205-3179-0.
- [30] Electrónica Industrial. Técnicas de potencia Autor: S.A. Gualda, S. Martínez, P.M. Martínez. Editor: Marcombo, 1992 I.S.B.N.: 84-267-0843-9.
- [31] Título: Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones Autor: M.H. Rashid. Editor: Prentice-Hall, 1995 I.S.B.N.: 968-880-586-8.
- [32] Título: Electrónica de potencia Autor: F.F. Mazda Editor: Paraninfo, 1995 I.S.B.N.: 84-283-2168-X.
- [33] PAGM] Paolo Antognetti, Giuseppe Massobrio “Semiconductor Device Modeling with SPICE,” ISBN 0-07-002107-4, 1988
- [34] [ATCO] ATCO Newsletter, Volume 14 No. 1, January 1997 at http://www.atco.tv/homepage/vol14_1.pdf , web site.
- [35] [ABR] D.A. Brunner, et al., “A Cockcroft-Walton Base for the FEU84-3 Photomultiplier Tube,” Department of Physics, Indiana University, Bloomington, Indiana 47405 January 1998, at <http://dustbunny.physics.indiana.edu/~paul/cwbase/> , web site.
- [36] [BRB] Brenton Burnet, “The Basic Physics and Design of III-V Multijunction Solar,” NREL, at photochemistry.epfl.ch/EDEY/NREL.pdf , web site.
- [37] [DIn] Diodes Incorporated <http://www.diodes.com/products/spicemodels/index.php> , web site.
- [38] [RRK] R. R. King, et. al., “40% efficient metamorphic GaInP/GaInAs/Ge multijunction solar cells”, Applied Physics Letters, 90, 183516 (2007) , at <http://scitation.aip.org/getabs/servlet/GetabsServlet?prog=normal&id=APPLA B000090000018183516000001&idtype=cvips&gifs=yes>
- [39] [KWM] Kim W Mitchell, “Method of making a thin film cadmium telluride solar cell,” United States Patent 4734381, <http://www.freepatentsonline.com/4734381.html> , web site.
- [40] [KHM] Karl H. Muller “RF/Microwave Analysis” Intusoft Newsletter #51, November 1997, at <http://www.intusoft.com/nlhtml/nl51.htm> , web site.
- [41] [ISG] “A Gunn Diode Relaxation Oscillator,” Intusoft Newsletter #52, February 1998, at <http://www.intusoft.com/nlhtml/nl52.htm> , web site.
- [42] [IAP] Ian Poole, “Summary of the Gunn Diode,” at <http://openbookproject.net/electricCircuits/Semi/>, <http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/gunndiode/gunndiode.php>
- [43] [MHR] Muhammad H. Rashid, “SPICE for Power Electronics and Electric Power,” ISBN 0-13-030420-4, 1993

- [44] [smi] “SPICE model index,” V2.16 30-Nov-05, at <http://homepages.which.net/~paul.hills/Circuits/Spice/ModelIndex.html>
- [45] [YMCW]L. Yuan, M. R. Melloch, J. A. Cooper, K. J. Webb, “Silicon Carbide IMPATT Oscillators for High-Power Microwave and Millimeter-Wave Generation,” IEEE/Cornell Conference on Advanced Concepts in High Speed Semiconductor Devices and Circuits, Ithaca, NY, August 7-9, 2000. at http://www.ecn.purdue.edu/WBG/Device_Research/IMPATT_Diodes/Index.html , web site.
- [46] [SZL] Alan Seabaugh, Zhaoming HU, Qingmin LIU, David Rink, Jinli Wang, “Silicon Based Tunnel Diodes and Integrated Circuits,” at http://www.nd.edu/~nano/0a1003QFDpaper_v1.pdf
- [47] Powerex, Inc., “CM400DU-12F: ModuleTrench Gate Design Dual IGBTMOD,” www.pwr.com/pwr/docs/cm400du-12f.pdf , web site.
- [48] R. Severns, “Design of Snubbers for Power Circuits,” Cornell Dubilier Electronics, Inc., 2007, www.cde.com/tech/design.pdf , web site.
- [49] Powerex, Inc., “BG2B: Universal Gate Driver Prototype Board,” 2005, www.pwr.com/pwr/app/bg2b_application_note.pdf , web site.
- [50] Powerex, Inc., “VLA106-15242: Isolated DC/DC Converter,” 2007, www.pwr.com/pwr/docs/vla106_15242.pdf , web site.
- [51] Powerex, Inc., “VLA503: Hybrid IC IGBT Gate Driver,” 2007, www.pwr.com/pwr/docs/vla503.pdf , web site.
- [52] Microchip Technology, Inc., “dsPICDEM MC1 Motor Control Development Board
- [53] www.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70098A.pdf , web site.
- [54] S. Bowling “How to Turn an AC Induction Motor Into a DC Motor (A Matter of Perspective),” Microchip Technology, Inc., www.newarkinone.thinkhost.com/brands/promos/leading_edge/Microchip_06_11man.pdf.
- [55] R. Parekh, “AN955: VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation,” Microchip Technology, Inc., DS00955A, 2005, ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00955a.pdf.
- [56] D. Ross, J. Theys, and S. Bowling, “AN908: Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM,” Microchip Technology, Inc., 2004, ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/ACIM%20Vector%20Control%2000908a.pdf.
- [57] [PAGM] Paolo Antognetti, Giuseppe Massobrio “Semiconductor Device Modeling with SPICE,” ISBN 0-07-002107-4, 1988
- [58] [ATCO]ATCO Newsletter, Volume 14 No. 1, January 1997 at http://www.atco.tv/homepage/vol14_1.pdf
- [59] [ABR]D.A. Brunner, et al., “A Cockcroft-Walton Base for the FEU84-3 Photomultiplier Tube,” Department of Physics, Indiana University, Bloomington, Indiana 47405 January 1998, at <http://dustbunny.physics.indiana.edu/~paul/cwbase/>

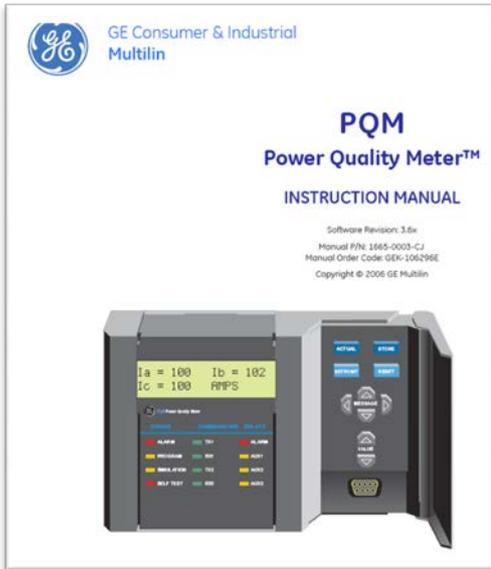
- [60] [BRB]Brenton Burnet, "The Basic Physics and Design of III-V Multijunction Solar," NREL, at photochemistry.epfl.ch/EDEY/NREL.pdf
- [61] [DI4] Diodes Incorporated, "1N4001/L - 1N4007/l, 1.0A rectifier," at <http://www.diodes.com/datasheets/ds28002.pdf>
- [62] [CHS] Christiana Honsberg, Stuart Bowden, "Photovoltaics CDROM," at <http://www.udel.edu/igert/pvcdrom/>
- [63] [MHR] Muhammad H. Rashid, "SPICE for Power Electronics and Electric Power," ISBN 0-13-030420-4, 1993
- [64] [smi] "SPICE model index," V2.16 30-Nov-05, at <http://homepages.which.net/~paul.hills/Circuits/Spice/ModelIndex.html>
- [65] [NTH] Neil Thomas, "Advancing CIGS Solar Cell Manufacturing
- [66] [YMCW]L. Yuan, M. R. Melloch, J. A. Cooper, K. J. Webb, "Silicon Carbide IMPATT Oscillators for High-Power Microwave and Millimeter-Wave Generation," IEEE/Cornell Conference on Advanced Concepts in High Speed Semiconductor Devices and Circuits, Ithaca, NY, August 7-9, 2000. at http://www.ecn.purdue.edu/WBG/Device_Research/IMPATT_Diodes/Index.html
- [67] [SZL] Alan Seabaugh, Zhaoming HU, Qingmin LIU, David Rink, Jinli Wang, "Silicon Based Tunnel Diodes and Integrated Circuits," at http://www.nd.edu/~nano/0a1003QFDpaper_v1.pdf
- [68] [SGG] S. M. Sze, G. Gibbons, "Avalanche breakdown voltages of abrupt and linearly graded p-n junctions in Ge, Si, GaAs, and Ga P," Appl. Phys. Lett., 8, 111 (1966).

Anexo # 1.- PRÁCTICAS PROPUESTAS

PRÁCTICA	CONTENIDO
Práctica 1	Rectificación monofásica.
Práctica 2	Rectificación trifásica.
Práctica 3	Rectificación con rizado.
Práctica 4	Fuente de voltaje de un inversor PWM (Accutrol 400).
Práctica 5	Dimmer y Variac con SCR.
Práctica 6	Variación de potencia por ángulo de fase con protección dv/dt TRIAC.
Práctica 7	El control de fase complementario con SCR controlando cargas lineales.
Práctica 8	El control de fase en AC con SCR.
Práctica 9	El control de fase en AC con TRIAC.
Práctica 10	Multiplicadores de voltaje.
Práctica 11	Conmutador complementario con SCR.
Práctica 12	Conmutando cargas lineales.
Práctica 13	Variación de potencia por ángulo de fase con SCR en grandes cargas.
Práctica 14	Variación de potencia por ángulo de fase con TRIAC en cargas lineales.
Práctica 15	Variación de potencia mediante PWM con TRANSISTORES DARLINGTON en cargas compuestas (Accutrol 400).
Práctica 16	Técnicas de control de potencia en la industria (Accutrol 400).
Práctica 17	Controlador de frecuencia ajustable para motores AC desde 3HP hasta 150HP (Accutrol 400).

MULTILIN

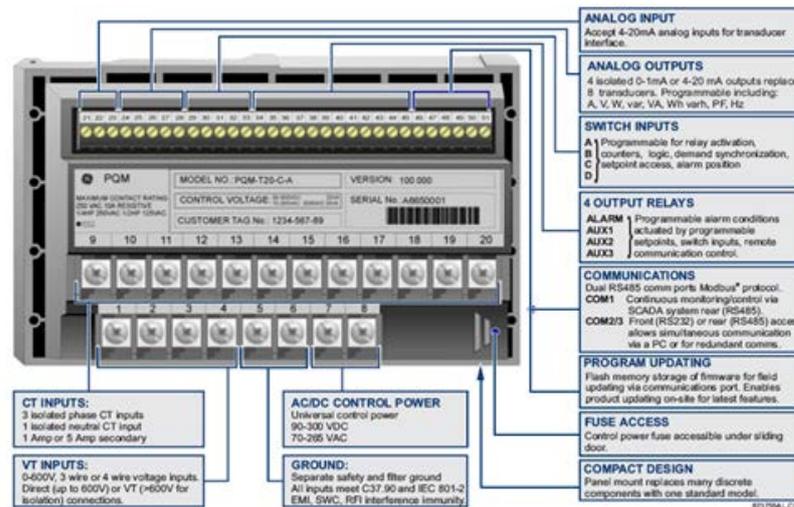
A continuación, el detalle del equipo que utilizamos para la medición de energía del sistema:



El equipo PQM de General Electric, nos brinda la versatilidad para la medición de una gran variedad de parámetros eléctricos, tales como: voltaje de línea, de fase, corrientes de línea, de fase, frecuencia, potencia activa, reactiva y aparente, demanda, registración de datos, análisis de potencia, trazado de memoria, salidas analógicas, análisis de armónicos (vía software), set points, alarmas de sobre y bajo voltaje, corriente y frecuencia; entre otros muchos más.

Gráfica 143: Hoja de datos de Multilin
Fuente: www.GE.com

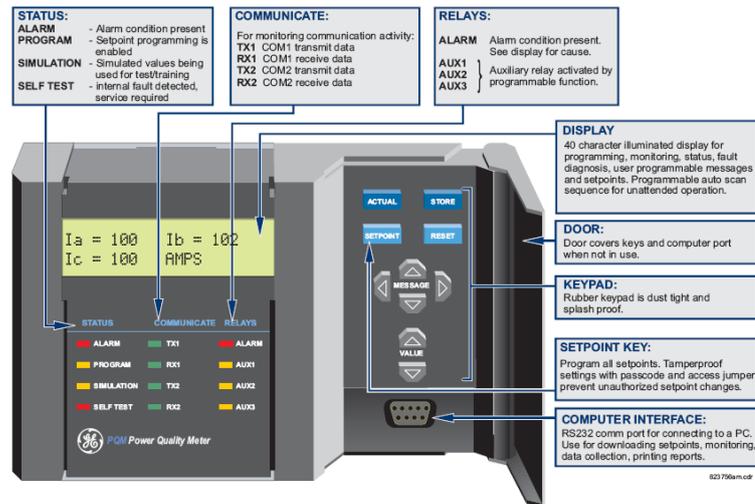
Por ello y su robustez comprobada en ambientes hostiles lo consideramos la opción más viable, ya que incluye teclas de navegación, display y comunicación RS232/RS485 con el PC. Abajo se muestra los puertos de conectividad que posee el equipo:



Gráfica 144: Detalle de los terminales de conexión del equipo.

Fuente: www.GE.com

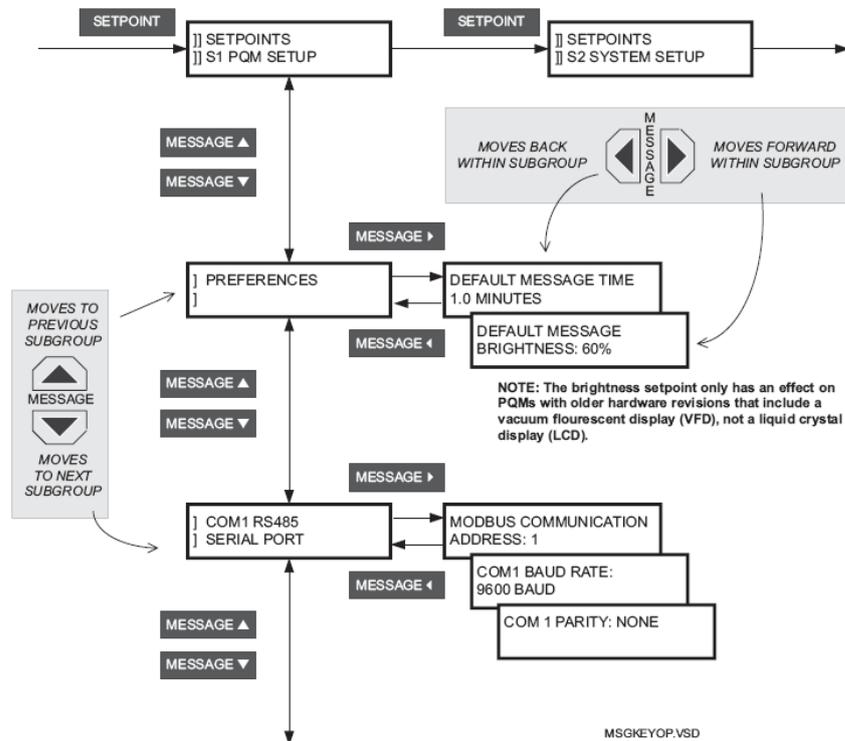
A continuación se muestra los indicadores y teclas de navegación que posee el equipo:



Gráfica 145: Indicadores y teclas de navegación.

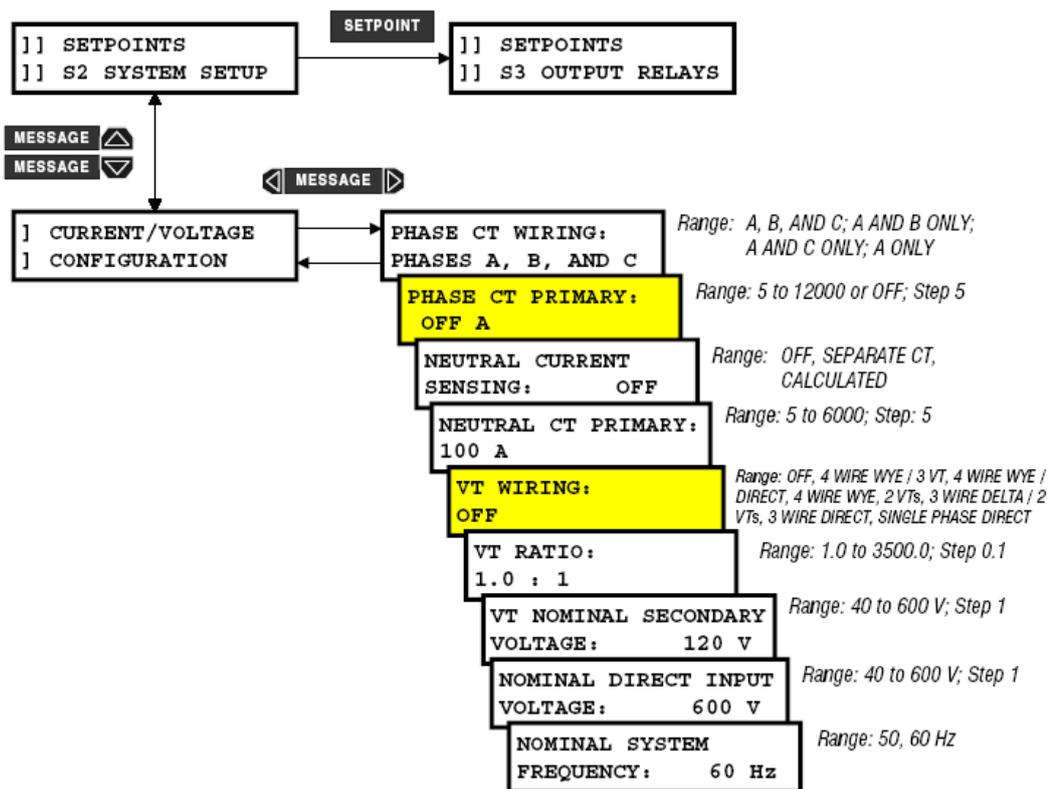
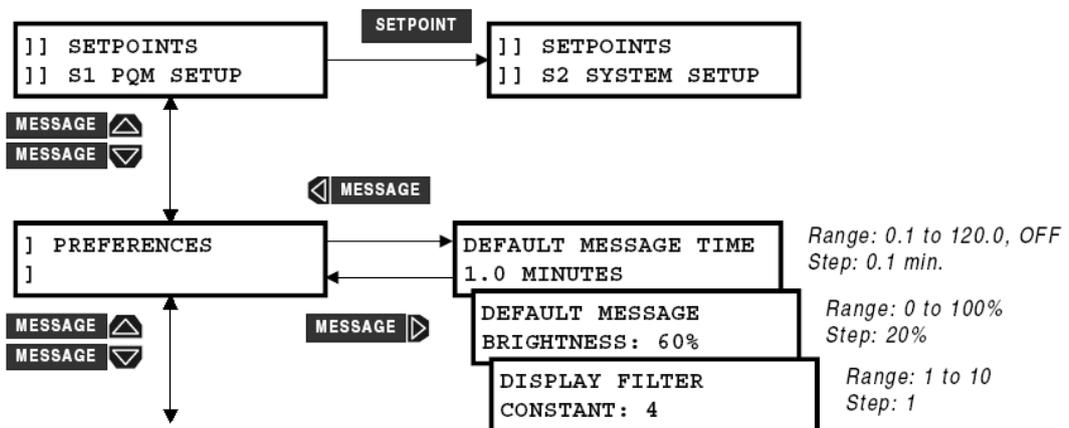
Fuente: www.GE.com

Se resalta con un ejemplo el uso de las teclas de navegación y el ingreso a parámetros:



Gráfica 146: Ingreso de parámetros en el equipo.

Fuente: www.GE.com

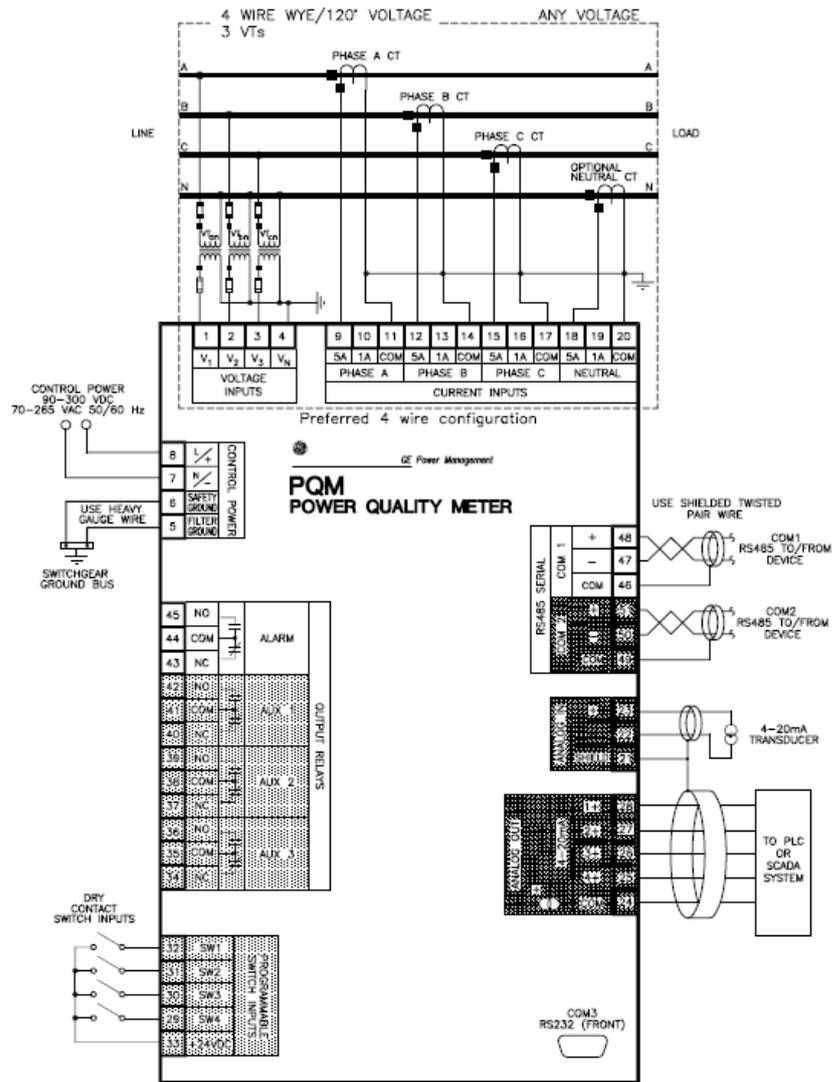


[Yellow Box] Must be set to a value other than **OFF** to clear the **CRITICAL SETPOINTS NOT STORED** alarm

Gráfica 147: Muestra del árbol de parametrización.

Fuente: www.GE.com

El equipo se conecta al módulo diseñado, de acuerdo al siguiente diagrama sugerido por el fabricante del equipo:



Gráfica 148: Diagrama sugerido por GE.

Fuente: www.GE.com