

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA EL
LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA**

**ALEX ERNESTO JIMÉNEZ DE LA CRUZ
LUIS GUILLERMO MELÉNDEZ HERNÁNDEZ**

**CORPORACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRÓNICA.
CARTAGENA DE INDIAS, D.T.H. Y C.**

2001

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA EL
LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA**

**ALEX ERNESTO JIMÉNEZ DE LA CRUZ
LUIS GUILLERMO MELÉNDEZ HERNÁNDEZ**

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título Ingenieros
Electrónicos**

**Director
JAIME HERNÁNDEZ M.
Ingeniero Electricista**

**CORPORACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRÓNICA.
CARTAGENA DE INDIAS, D.T.H. Y C.**

2001

Cartagena, Octubre 16 de 2001

Señores

**COMITÉ DE PROYECTOS DE GRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRONICA
CORPORACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR**

La Ciudad.

Distinguidos señores:

Por medio de la presente me permito comunicarles que el proyecto titulado ***“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA EL LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA”***, ha sido desarrollado de acuerdo con los objetivos establecidos. Como asesor considero que el trabajo es satisfactorio y cumple con todos los requerimientos necesarios para ser presentado por sus autores para su evaluación. Por tal motivo hago entrega formal del proyecto.

Cordialmente,

Ing. JAIME HERNANDEZ
DIRECTOR

Cartagena, Octubre 16 de 2001

Señores

**COMITÉ DE PROYECTOS DE GRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRONICA
CORPORACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR**

La Ciudad.

Distinguidos señores:

La presente tiene como objetivo presentar a su consideración para estudio y aprobación, el proyecto titulado **“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA EL LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA”**, como requisito para obtener el título de Ingeniero Electrónico.

Cordialmente,

Alex Ernesto Jiménez De La Cruz

Cartagena, Octubre 16 de 2001

Señores

**COMITÉ DE PROYECTOS DE GRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRONICA
CORPORACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR**

Ciudad.

Distinguidos señores:

La presente tiene como objetivo presentar a su consideración para estudio y aprobación, el proyecto titulado **“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA EL LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA”**, como requisito para obtener el título de Ingeniero Electrónico.

Cordialmente,

Luis Guillermo Meléndez Hernández

Nota de aceptación

Presidente del Jurado

Jurado

Jurado

Ciudad y fecha (día, mes, año): _____

AGRADECIMIENTOS

A mis padres, ERNESTO CARLOS y DORIS ALICIA por el apoyo incondicional y por mantener la unión familiar a pesar de tantos momentos difíciles..

A mi hermano Miguel Angel, para que este logro que he alcanzado sea la luz en su camino para que pueda trazar metas y salga de ese mundo inestable en el que vive.

A mi hermana Doris Alicia, que desde el cielo debe estar

A Ney, por haberme ayudado en momentos difíciles.

A mis hijas Angie Paola y Paula Andrea, por llegar a alegrar mi vida.

A mi familia por creer en mi.

Alex Jiménez de la cruz

AGRADECIMIENTOS

A mi madre, YADIRA , mi hermana, MAGDALENA, y mi hermano, ABRAHAM por acompañarme a subir estos peldaños y prestarme su hombro para apoyarme en los momentos difíciles.

A esa mujer que existe detrás todo gran hombre, gracias MARITHZA por brindarme tu apoyo y darme un hijo tan hermoso.

A JULIANA, IVETH y ANGELA MARIA por brindarme su amor y sentar las primeras piedras de conocimiento.

A todas aquellas personas que me brindaron su ayuda y me dieron un grano de arena para lograr este objetivo.

GRACIAS.

Luis Guillermo Meléndez H.

AGRADECIMIENTOS

Los autores de este proyecto expresan sus agradecimientos al Ingeniero Electricista JAIME HERNÁNDEZ por su valiosa colaboración y aportes para llevar a feliz termino este proyecto.

CONTENIDO

	Pág.
RESUMEN	
INTRODUCCIÓN	
1. MARCO HISTÓRICO	33
1.1 APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA	33
1.2 HISTORIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA	35
2. MARCO TEÓRICO	39
2.1. ELEMENTOS DE POTENCIA	39
2.1.1. Diodos	39
2.1.2. Tiristores	40
2.1.3. Tiristores Desconectables Por La Puerta	41
2.1.4 Triacs	41
2.2. CLASIFICACIÓN SEGÚN EL MODO DE CONMUTACIÓN	42
2.2.1. Funcionamiento sin conmutación	43
2.2.2. Conmutación natural	43
2.2.3. Conmutación forzada	43
2.2. CLASIFICACIÓN SEGÚN EL TIPO DE CONVERSIÓN	44
2.2.1. Contactador de corriente	44

2.2.2. Variador de corriente	44
2.2.3. Rectificador	
2.2.4. Ondulador	46
2.2.5. Convertidor de corriente	46
2.2.6. Convertidor de corriente bidireccional	47
2.2.7. Convertidor de frecuencia directo	48
2.2.8. Convertidor de frecuencia con circuito intermedio	48
3. MANUAL DEL PROFESOR	50
3.1. OBTENCIÓN EXPERIMENTAL DE LA CURVA DEL UJT.	50
3.1.1. Objetivos	50
3.1.2. Equipos y Materiales	51
3.1.3. Marco Teórico	51
3.1.3.1. El Transistor de Unijuntura (UJT).	51
3.1.3.2. Curva Característica De Un Ujt	53
3.1.4. Diseño	54
3.1.5. Simulación	57
3.1.6. Datos Tabulados	59
3.1.7. Análisis e interpretación de resultados.	60
3.1.8. Conclusiones	60
3.2. CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS SINCRONIZADO CON LA RED, CON DESFASAMIENTO Y COMPENSACIÓN TÉRMICA UTILIZANDO UJT	62
3.2.1. Objetivos	62
3.2.2. Equipos y Materiales	63

3.2.3. Marco Teórico	63
3.2.3.1. Aplicaciones del Transistor Monounion (Ujt).	63
3.2.4. Diseño	65
3.2.5. Simulación	74
3.2.6. Datos Tabulados	77
3.2.7. Análisis e Interpretación de Resultados	78
3.2.8. Conclusiones	78
3.3. DISEÑO, SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN CON UN CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS SINCRONIZADO, COMPENSADO TÉRMICAMENTE Y CON CIRCUITO DESFASADOR UTILIZANDO EL PUT.	79
3.3.1. Objetivos	80
3.3.2. Equipos Y Materiales	80
3.3.3. Marco Teórico	80
3.3.3.1. Transistor Monounión Programable	80
3.3.3.2. Aplicaciones Del Transistor Monounión Programable (PUT).	82
3.3.4. Diseño	83
3.3.5. Simulación	91
3.3.6. Datos Tabulados	93
3.3.7. Análisis e Interpretación de Resultados	94
3.3.8. Conclusiones	94
3.4. DISEÑO, SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN DE UN VARIADOR DE CORRIENTE ALTERNA MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA UTILIZANDO SCR.	95

3.4.1. Objetivos	95
3.4.2. Equipos y Materiales	96
3.4.3. Marco Teórico.	96
3.4.4. Diseño	98
3.4.5. Simulación	99
3.4.6. Datos Tabulados	101
3.4.7. Análisis e Interpretación de Resultados	102
3.4.8. Conclusiones	103
3.5. VARIADOR DE CORRIENTE ALTERNA MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA – INDUCTIVA UTILIZANDO TRIAC.	105
3.5.1. Objetivos	105
3.5.2. Equipos y Materiales	105
3.5.3. Marco Teórico	106
3.5.3.1. Variador De Corriente Alterna Monofásico	106
3.5.4. Diseño	109
3.5.5. Simulación	110
3.5.6. Datos Tabulados	111
3.5.7. Análisis e Interpretación de Resultados	112
3.5.8. Conclusiones	113
3.6. VARIADOR DE C.A. TRIFÁSICO CON CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA Y NEUTROS COMUNES	114
3.6.1. Objetivos	114
3.6.2. Equipos y Materiales	114

3.6.3. Marco Teórico	114
3.6.3.1. Variadores Trifásicos de Onda Completa	114
3.6.4. Diseño	117
3.6.5. Simulación	118
3.6.6. Datos Tabulados	120
3.6.6.1. Tabla de Datos entre Fase R y Neutro	120
3.6.6.2. Tabla de Datos entre Fase S y Neutro	121
3.6.6.3. Tabla de Datos entre Fase T y Neutro	122
3.6.7. Análisis e Interpretación de Resultados	122
3.6.8. Conclusiones	123
3.7. CONVERTIDOR EN PUENTE ASIMETRICO MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA	123
3.7.1. Objetivos	123
3.7.2. Equipos y Materiales	124
3.7.3. Marco Teórico	124
3.7.3.1. Convertidor En Puente Rectificador Monofásico Semicontrolado o Mixto.	124
3.7.4. Diseño	127
3.7.5. Simulación	129
3.7.6. Datos Tabulados	132
3.7.7. Análisis e Interpretación de Resultados	133
3.7.8. Conclusiones	133
3.8. VARIADORES DE CORRIENTE CONTINUA	134

3.8.1. Objetivos	134
3.8.2. Equipos y Materiales	135
3.8.3. Marco Teórico	135
3.8.3.1. Variadores De La Tensión Continua	135
3.8.3.2. Característica Ideal	137
3.8.3.3. Modulación De Impulsos En Duración	138
3.8.3.4. Modulación En Impulsos En Frecuencia	139
3.8.4. Diseño	140
3.8.5. Simulación	143
3.8.6. Datos Tabulados	145
3.8.7. Análisis e Interpretación de Resultados	146
3.8.8. Conclusiones	147
3.9. ONDULADOR DC	148
3.9.1. Objetivos	148
3.9.2. Equipos Y Materiales	148
3.9.3. Marco Teórico	149
3.9.3.1. Ondulador Monofásico	149
3.9.3.2. Modulación De Ancho De Varios Pulsos Por Semiperíodo.	152
3.9.4. Diseño	156
3.9.5. Simulación	158
3.9.6. Datos Tabulados	161
3.9.7. Análisis e Interpretación de Resultados	161

3.9.8. Conclusiones	162
3.10. INVERSOR TRIFÁSICO	163
3.10.1 Objetivos	163
3.10.2. Equipos Y Materiales	163
3.10.3. Marco Teórico	163
3.10.3.1. Transformador Con toma media	164
3.10.3.2. Ángulo de conducción de 120°	167
3.10.4. Diseño	169
3.10.5. Simulación	174
3.10.6. Datos Tabulados	176
3.10.7. Análisis e Interpretación de Resultados	176
3.10.8. Conclusiones	177
4. SELECCIÓN DE LOS DISIPADORES DE CALOR.	178
4.1 INTRODUCCIÓN	178
4.2 EQUIVALENTE ELÉCTRICO	179
5. DESCRIPCIÓN PAGINA WEB.	185
6. MANUAL DE OPERACIÓN Y MANTENIMIENTO DEL BANCO DE PRUEBAS.	187
7. CONCLUSIONES	192
BIBLIOGRAFÍA	193
ANEXOS	

INDICE DE TABLAS

	pág.
Tabla 3.1.1 Datos simulados, calculados y experimentales	60
Tabla 3.2.1. Datos simulados, calculados y experimentales	77
Tabla 3.3.1. Datos simulados, calculados y experimentales	93
Tabla 3.4.1. Corrientes simuladas, calculadas y medidas	101
Tabla 3.4.2. Voltajes Simulados, calculados y medidos	101
Tabla 3.4.3. Datos de $I_{f_{Med}}/I_{f_{max}}$ Vs ángulo de retardo	101
Tabla 3.4.4. Datos de voltaje de carga Vs ángulo de retardo	102
Tabla 3.5.1. Voltajes simulados, calculados y medidos	111
Tabla 3.5.2. Corriente simulado, calculado y medida	111
Tabla 3.5.3. Corriente simulado, calculado y medida	112
Tabla 3.6.1. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase R y neutro.	121
Tabla 3.6.2. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase R y neutro.	121
Tabla 3.6.3. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase S y neutro.	121
Tabla 3.6.4. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase S y neutro.	121

Tabla 3.6.5. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase T y neutro	122
Tabla 3.6.6. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase T y neutro.	122
Tabla 3.7.1. Resultado de los cálculos de Corriente y tensión promedio, para diferente ángulos de disparo	129
Tabla 3.7.2. Corrientes Simulados, Medidas y Calculadas	133
Tabla 3.7.3. Voltajes Simulados, Medidos y Calculados	133
Tabla 3.8.1. Voltaje de salida a diferentes ciclos útil	141
Tabla 3.8.2. Voltajes de salida a diferentes rangos de frecuencia	141
Tabla 3.8.3. Datos simulados	145
Tabla 3.8.4. Voltajes Simulados, Medidas y Calculadas	145
Tabla 3.8.5. Corrientes Simulados, Medidas y Calculadas	145
Tabla 3.8.6. Voltajes para diferentes frecuencias.	146
Tabla 3.8.7. Corrientes para diferentes frecuencias.	146
Tabla 3.9.1. Datos Calculados, simulados y experimentales.	161
Tabla 3.10.1. Voltajes, corrientes y desfases simulados, calculadas y medidas entre cada una de las fases.	176

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1.1. Relación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.	34
Figura 1.2. Semiconductores en los 90.	37
Figura 1.3. Aplicaciones de los semiconductores de potencia	38
Figura 2.1. Elementos de potencia.	41
Figura 2.3.1. Contactor de corriente	44
Figura 2.3.2. Variador de corriente	45
Figura 2.3.3. Rectificador	45
Figura 2.3.4. Ondulador	46
Figura 2.3.5. Convertidor de corriente	46
Figura 2.3.6. Convertidor bidireccional de corriente.	47
Figura 2.3.7. Convertidor de frecuencia directo	48
Figura 2.3.8. Convertidor de frecuencia con circuito intermedio.	48
Figura 3.1.1. a) Símbolo, b) Estructura	51
Figura 3.1.2. Diagrama Eléctrico Equivalente	52
Figura 3.1.3. Polarización Interbase del UJT.	53
Figura 3.1.4. Curva Característica del UJT	53
Figura 3.1.5. Circuito de obtención de la curva de UJT.	54

Figura 3.1.6. Circuito eléctrico equivalente	54
Figura 3.1.7. Transformador	55
Figura 3.1.8. Esquema empleado en la simulación.	57
Figura 3.1.9. Señal en el puente de diodos.	57
Figura 3.1.10. Señal en la resistencia sensora.	58
Figura 3.1.11. Señal en el emisor del UJT.	58
Figura 3.1.12. Curva característica del UJT.	59
Figura 3.2.1. Circuito Generador de Pulsos	
64	
Figura 3.2.2. Condición de diseño	66
Figura 3.2.3. Ángulos Mínimos y Máximos de Desplazamiento	68
Figura 3.2.4. Determinación del voltaje de thevenin	70
Figura 3.2.5. Esquema circuito del transformador	71
Figura 3.2.6. Corrientes del circuito generador de pulsos	72
Figura 3.2.7. Circuito generador de pulsos con UJT.	74
Figura 3.2.8. Señal a la salida del puente de diodos.	75
Figura 3.2.9. Señal en el circuito recortador.	75
Figura 3.2.10. Señal de disparo del UJT a un ángulo de 36.67° .	75
Figura 3.2.11. Señal de disparo del UJT a un ángulo de 165° .	76
Figura 3.2.12. Señal de carga y descarga del capacitor.	76
Figura 3.2.13. Señal de desplazamiento angular.	77
Figura 3.3.1. Circuitos de un PUT	81

Figura 3.3.2. Secciones del Generador de Pulsos con PUT.

82

Figura 3.3.3. Curva Característica del PUT	83
Figura 3.3.4. Condición de diseño	83
Figura 3.3.5. Circuito Generador de Pulsos con compensación térmica	84
Figura 3.3.6. Diagrama eléctrico equivalente del PUT.	84
Figura 3.3.7. Determinación del voltaje de thevenin.	88
Figura 3.3.8. Circuito equivalente del transistor.	89
Figura 3.3.9. Corrientes del circuito generador de pulsos con compensación Térmica.	90
Figura 3.3.10. Circuito Generador de Pulsos Sincronizado con la red	91
Figura 3.3.11. Señal de disparo del PUT.	92
Figura 3.3.12. Señal de ángulo máximo.	93
Figura 3.4.1. Convertidor Monofásico de Tiristor con Carga resistiva.	97
Figura 3.4.2. Circuito Variador de Corriente Alterna Monofásico.	99
Figura 3.4.3. Señal de tensión entre ánodo - cátodo del tiristor.	100
Figura 3.4.4. Tensión entre ánodo-cátodo.	100
Figura 3.4.5. $I_{ef_{Med}}/I_{ef_{max}}$ Vs ángulo de retardo.	102
Figura 3.4.6. Voltaje de carga Vs ángulo de retardo.	102
Figura 3.5.1. Circuito Variador de Corriente Alterna Monofásico con Carga RL a) Con SCR b) Con TRIAC.	106
Figura 3.5.2. Formas de Onda Variador de Corriente Monofásico con Carga RL.	107

Figura 3.5.3. Características de control de un variador de corriente monofásico para carga resistiva ($\phi=0^\circ$) y carga inductiva ($\phi=90^\circ$).	109
Figura 3.5.4. Circuito Variador utilizando TRIAC.	109
Figura 3.5.5. Circuito Variador de Corriente Alterna utilizando un Triac.	110
Figura 3.5.6. Señal de tensión entre MT1 y MT2.	111
Figura 3.5.6. $I_{ef}/I_{ef_{max}}$ vs Ángulo de retardo.	112
Figura 3.6.1. Controlador Bidireccional trifásico.	116
Figura 3.6.2. Diagrama del Control Bidireccional trifásico con carga resistiva y neutro comunes.	117
Figura 3.6.3. Circuito Variador Trifásico utilizando TRIAC.	117
Figura 3.6.4. Circuito Variador Trifásico utilizado en la simulación.	119
Figura 3.6.5. Señal de tensión entre MT1 y MT2, del TRIAC 1.	119
Figura 3.6.6. Señal de corriente a través de la carga entre la fase R y neutro.	119
Figura 3.6.7. Señal de tensión entre MT1 y MT2, del TRIAC 2.	119
Figura 3.6.8. Señal de corriente a través de la carga entre la fase S y neutro.	120
Figura 3.6.9. Señal de tensión entre MT1 y MT2, del TRIAC 3.	120
Figura 3.6.10. Señal de corriente a través de la carga entre la fase T y neutro.	120
Figura 3.7.1. Diagrama de convertidor en puente asimétrico monofásico con carga resistiva-inductiva.	125
Figura 3.7.2. Formas de onda del puente rectificador.	
126	
Figura 3.7.3. Característica de control del puente rectificador semicontrolado.	127
Figura 3.7.4. Puente monofásico asimétrico controlado simétricamente.	130

Figura 3.7.5. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 30°.	131
Figura 3.7.6. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 60°.	131
Figura 3.7.7. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 90°.	132
Figura 3.7.8. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 120°.	132
Figura 3.8.1. Montaje de un Variador de Corriente Continua.	136
Figura 3.8.2. Característica ideal de un variador de corriente continua.	138
Figura 3.8.3. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Duración (Periodo de pulsación T_p constante).	138
Figura 3.8.4. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Frecuencia (Tiempo de conexión t_e constante).	139
Figura 3.8.5. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Frecuencia (Tiempo de desconexión t_d constante).	140
Figura 3.8.6. Circuito Variador DC.	140
Figura 3.8.7. Circuito Generador de Pulsos para obtener diferentes ciclos útil.	142
Figura 3.8.8. Circuito empleado en la simulación.	144
Figura 3.8.9. Tensión en la Carga para un ciclo útil de 20%.	144
Figura 3.8.10. Corriente en la Carga para un ciclo útil de 20%.	145
Figura 3.9.1. Ondulador monofásico.	149
Figura 3.9.2. Formas de onda en la carga.	150
Figura 3.9.3. Modulación Ancho de Pulsos.	153
Figura 3.9.4. Comparación de los armónicos para distintos números de pulsos.	155
Figura 3.9.5. Circuito de Control.	158
Figura 3.9.6. Montaje del Circuito Ondulador.	159

Figura 3.9.7. Señal de corriente en la carga.	160
Figura 3.9.8. Señal de voltaje en la compuerta primer ciclo.	160
Figura 3.9.9. Señal de voltaje en la compuerta segundo ciclo.	161
Figura 3.10.1. Inversor con transformador de toma media.	165
Figura 3.10.2. Tensiones de puerta y de línea.	167
Figura 3.10.3. Circuito equivalente para la conexión de una carga resistiva en estrella.	168
Figura 3.10.4. Filtro Pasabajo.	173
Figura 3.10.5. Circuito inversor trifásico.	173
Figura 3.10.6. Señal entre R - N.	175
Figura 3.10.7. Señal entre S - N.	175
Figura 3.10.8. Señal entre T - N.	175
Figura 4.1. Destrucción del semiconductor como consecuencia de la mala refrigeración.	180
Figura 4.2. Circuito equivalente eléctrico.	181
Figura 4.3. Resistencias térmicas y temperaturas en un semiconductor.	182

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A. UJT 2N2646.

ANEXO B. PUT 2N6027.

ANEXO C. SCR NTE5474.

ANEXO D. MODULO DE POTENCIA INDUSTRIAL NTE5700.

ANEXO E. MOSFET IRFZ44.

ANEXO F. TRIAC NTE5677.

RESUMEN

En el banco de pruebas se pueden llevar a cabo las experiencias de rutina según el plan de estudios de la asignatura de electrónica de potencia. La secuencia de cada una de las experiencias están unidas al desarrollo del material académico visto en el aula de clases o en la pagina web de la asignatura.

Las experiencias que se desarrollan en el banco son las siguientes:

- Obtención experimental de la curva de UJT.
- Circuito generador de pulsos sincronizado con la red, con desfasamiento y compensación térmica utilizando UJT.
- Diseño, simulación y experimentación con un circuito generador de pulsos sincronizado, compensado térmicamente y con circuito desfasador utilizando el PUT.
- Diseño, simulación y experimentación de un variador de corriente alterna monofásico con carga resistiva utilizando SCR.
- Variador de c.a. trifásico con carga resistiva-inductiva y neutros comunes.

- Convertidor en puente asimétrico monofásico con carga resistiva-inductiva.
- Variadores de corriente continua.
- Ondulador dc.
- Inversor trifásico.

El proyecto esta constituido por los siguientes capítulos:

- El primer capitulo hace referencia a los principios básicos de la electrónica de potencia.
- En el segundo capitulo se tratan los experiencias a desarrollar en el banco de pruebas (Manual del profesor).
- En el tercer capitulo se trata la selección y especificaciones técnicas de los equipos que conforman la refrigeración de los semiconductores de potencia empleados en el banco.
- La ultima parte corresponde a los anexos.

INTRODUCCIÓN

La electrónica de potencia que se puede desarrollar en este banco de pruebas esta dividida en dos partes básicamente.

La primera parte formada por los rectificadores controlados que reciben este nombre por que utilizan un dispositivo de control, en este caso el tiristor. La ventaja de colocar tiristores viene dada por la capacidad de estos de retardar su entrada en conducción, sucediendo esta cuando la tensión en sus bornes sea positiva y además reciba un impulso en su puerta.

El ángulo de retardo α es un parámetro fundamental, ya que actuando sobre él es posible hacer variar la relación entre el valor de la tensión rectificada de salida y el valor de las tensiones alternas de la entrada, de ahí el calificativo de “controlados”.

En los rectificadores controlados, por lo tanto, se controla el encendido del tiristor y el bloqueo será natural.

La segunda parte comprendida por la conmutación forzada, como su nombre lo indica requieren de un circuito externo para realizar el encendido del dispositivo, que conlleva a realizar la conmutación.

La parte fundamental consiste en el tiempo de conexión y desconexión de los dispositivos semiconductores de potencia.

2. MARCO HISTÓRICO

1.3 APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

*Durante muchos años ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica de los sistemas de tracción y de los controles industriales impulsados por motores eléctricos; esto ha llevado a un temprano desarrollo del sistema **Ward-Leonard** con el objeto de obtener un voltaje de corriente directa variable para el control de motores e impulsores. La electrónica de potencia ha revolucionado la idea del control para la conversión de potencia y para el control de los motores eléctricos.*

La electrónica de potencia combina la energía, la electrónica y el control. El control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con el equipo de potencia estática y rotativa o giratoria, para la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los circuitos y dispositivos de estado sólido requeridos en el procesamiento

de señales para cumplir con los objetivos de control deseados. La electrónica de potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica. En la figura 1.1 se muestra la interrelación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.

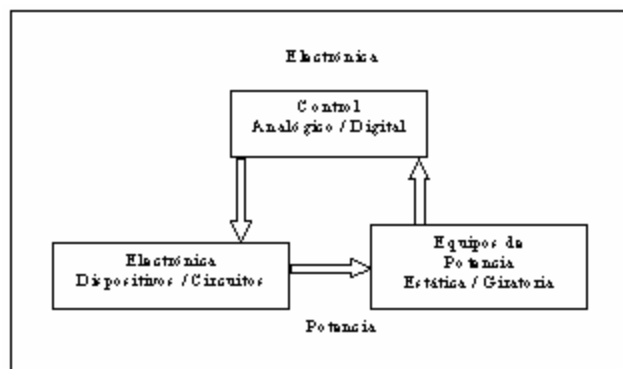


Figura 1.1 Relación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.

La electrónica de potencia se basa, en primer termino, en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia las capacidades del manejo de la energía y la velocidad de la conmutación de los dispositivos de potencia ha mejorado tremendamente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores-microcomputadoras tiene un gran impacto sobre el control y la síntesis de la estrategia de control para los dispositivos semiconductores de potencia. El equipo de electrónica de potencia moderno utiliza, semiconductores de potencia que pueden compararse con el músculo y microelectrónica, que tiene poder y la inteligencia del cerebro.

La electrónica de potencia ha alcanzado ya un lugar importante en la tecnología moderna y se utiliza ahora en una diversidad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, controles de iluminación,

controles de motor, fuente de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y sistemas de corriente directa de alto voltaje.

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 está aun indefinido.

1.4 HISTORIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

La Electrónica de Potencia es la parte de la electrónica que estudia los dispositivos y los circuitos electrónicos utilizados para modificar las características de la energía eléctrica, principalmente su tensión y frecuencia. Esta rama de la electrónica no es reciente, aunque podemos decir que su desarrollo más espectacular se produjo a partir de la aparición de los elementos semiconductores, y más concretamente a partir de 1957, cuando Siemens comenzó a utilizar diodos semiconductores en sus rectificadores.

El elemento que marca un antes y un después es sin duda el Tiristor (SCR: Rectificador Controlado de Silicio). A partir de aquí, la familia de semiconductores crece rápidamente en cuanto a cantidad y prestaciones de los nuevos dispositivos, entre los cuales podemos citar a los transistores bipolares, Mosfet de potencia, GTO, IGBT, etc. y gracias a los cuales, las aplicaciones de la electrónica de potencia se han multiplicado.

Una nueva dimensión de la electrónica de potencia aparece cuando el mando de los elementos de potencia se realiza mediante la ayuda de sistemas digitales (microprocesadores, microcontroladores, etc). Esta combinación derivó en una nueva tecnología, que integra en un mismo dispositivo, elementos de control lógicos o analógicos y elementos de potencia. Esta tecnología es conocida como **Smart - Power** y su aplicación en industria, automovilismo, telecomunicaciones, etc. tiene como principal límite la disipación de elevadas potencias en superficies semiconductoras cada vez más pequeñas.

Durante los años setenta, los tiristores, los GTO (tiristor bloqueable por puerta <*Gate Turn Off*>) y los transistores bipolares constituían los dispositivos de potencia primordiales, mientras que los transistores Mosfet eran todavía demasiado recientes para participar en las aplicaciones de potencia. Los tiristores y transistores bipolares de aquella época podían conmutar a frecuencias entre uno y dos kilo hertz en circuitos convertidores.

Durante los años ochenta los mayores avances fueron:

- Reducción de la resistencia en conmutación de los transistores Mosfet.
- Aumento de la tensión y la corriente permitida por dispositivos GTO.
- ***Desarrollo de los dispositivos híbridos MOS-BIPOLAR tales como los IGBT.***
- ***Incremento de las prestaciones de los circuitos integrados de potencia y sus aplicaciones.***

Se imponen los dispositivos Mosfet, ya que poseen una mayor velocidad de conmutación, un área de operación segura más grande y un funcionamiento más sencillo, en aplicaciones de reguladores de alta frecuencia y precisión para el control de motores.

Los GTO son empleados con asiduidad en convertidores para alta potencia, debido a las mejoras en los procesos de diseño y fabricación que reducen su tamaño y mejoran su eficiencia. Aparecen los IGBT, elementos formados

por dispositivos bipolares y dispositivos MOS, estos dispositivos se ajustan mucho mejor a los altos voltajes y a las grandes corrientes que los Mosfet y son capaces de conmutar a velocidades más altas que los transistores bipolares.

Los IGBT pueden operar por encima de la banda de frecuencia audible, lo cual, facilita la reducción de ruidos y ofrece mejoras en el control de convertidores de potencia. Mediados los años ochenta aparecen los dispositivos MCT que están constituidos por la unión de tiristores y Mosfet.

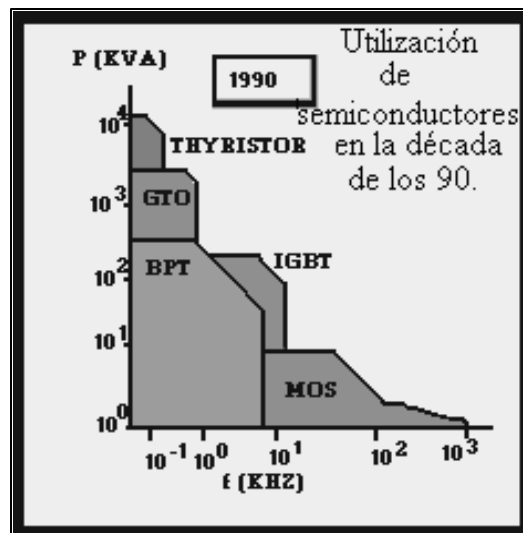


Figura. 1.2 Semiconductores en los 90.

La década de los noventa los tiristores van quedando relegados a un segundo plano, siendo sustituidos por los GTO. Se incrementa la frecuencia de conmutación en dispositivos Mosfet e IGBT, mientras que los transistores bipolares son gradualmente reemplazados por los dispositivos de potencia anteriores. Tecnológicamente se tiende a fabricar dispositivos con mayores velocidades de conmutación, con capacidad para bloquear elevadas tensiones, permitir el paso de grandes corrientes y por último, que tengan cada vez, un control más sencillo y económico en consumo de potencia.

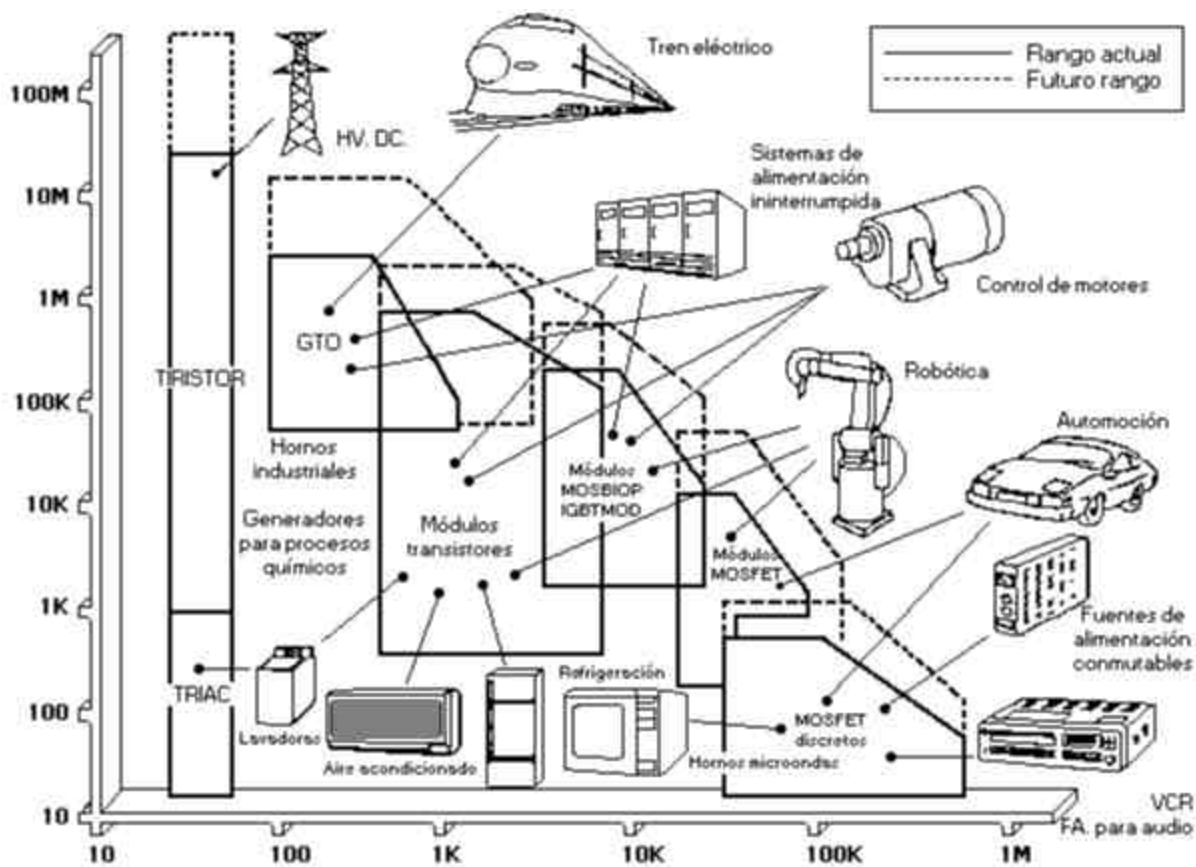


Figura. 1.3. Aplicaciones de los semiconductores de potencia

2. MARCO TEÓRICO

2.2. ELEMENTOS DE POTENCIA

Los elementos que permiten realizar equipos de potencia, es decir, convertidores estáticos (rectificadores, convertidores de corriente y de frecuencia) se han representado esquemáticamente, con sus características reales e ideales en la figura 2.1. Se distinguen los:

- Elementos rectificadores no controlables (diodos).
- Elementos rectificadores controlables (tiristores, triacs).

Si se trata del estudio del funcionamiento de los montajes de convertidores estáticos, casi siempre es admisible utilizar las características ideales de los elementos rectificadores. Por el contrario, para el cálculo del calentamiento resultante de las pérdidas en el elemento rectificador, es necesario utilizar sus características reales.

2.2.1. Diodos

El diodo es un elemento rectificado no controlable (véase 1 de la figura 2.1). Conduce la corriente en el sentido ánodo-cátodo (A-K), mientras que se bloquea en el sentido cátodo-ánodo (K-A). Con una característica ideal se puede suponer que la caída de tensión entre ánodo y cátodo en el sentido de la conducción es nula ($V_{AK}=0$) y que la corriente del diodo, en el sentido de bloqueo es nula ($I=0$).

2.2.4. Tiristores

El tiristor es el elemento rectificador controlable más extendido (véase 2 de la figura 2.1). Conduce la corriente en el sentido ánodo-cátodo (A-K) solamente si se le aplica un impulso de disparo en la puerta G. La dirección cátodo-ánodo (K-A) está bloqueada siempre.

El disparo del tiristor se efectúa con la ayuda de un impulso positivo entre puerta y cátodo (G-K), con la condición de que ánodo-cátodo sea positiva ($V_{AK}>0$). El bloqueo de la corriente se produce en el paso por cero de ella misma, con la condición de que la tensión entre ánodo y cátodo sea negativa ($V_{AK}<0$).

inmediatamente después del bloqueo del tiristor y durante cierto periodo de tiempo (10 a 200 μ s según el tipo de tiristor).

En la característica ideal se supone que la caída de tensión entre ánodo y cátodo en estado de conducción es nula ($V_{AK}=0$), y que la corriente en estado de bloqueo es nula ($I=0$).

2.2.5. Tiristores desconectables por la puerta

Existen tiristores especiales que pueden desconectarse mediante la aplicación de un impulso negativo en la puerta. Estos tiristores desconectables por la puerta empiezan a estar disponibles en estos momentos en el mercado de hecho, su aplicación en el campo de la electrónica de potencia es insignificante.

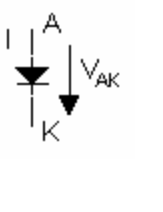
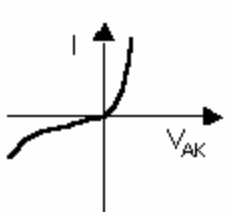
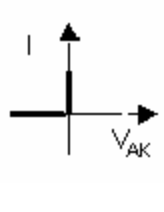
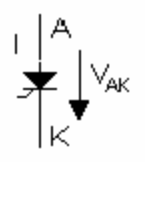
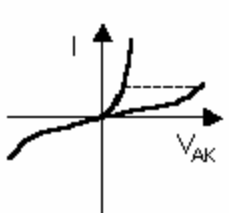
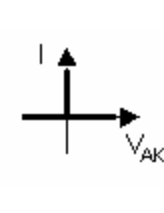
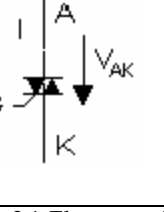
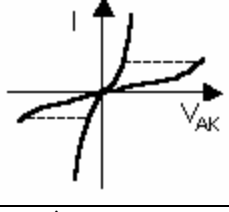
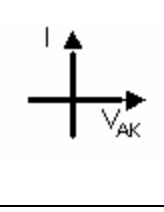
N°.	Designación	Símbolo	Característica	
			Real	Ideal
Elementos rectificables no controlables				
1	Diodo			
Elementos rectificables controlables				
2	Tiristor			
3	Triac			

Figura. 2.1 Elementos de potencia.

2.1.5 Triacs

En principio, el triac equivale a la puesta en antiparalelo de dos tiristores (véase 3 de la figura 2.1). La ventaja principal que presenta en comparación con el montaje antiparalelo de dos tiristores es el hecho de que solo existe una sola puerta. El triac puede conducir la corriente en los dos sentidos. Para que pase del régimen de bloqueo al régimen de conducción, es suficiente aplicar a la puerta un impulso de cualquier polaridad. El triac se bloquea en el paso por cero de la corriente.

La característica ideal desprecia de nuevo la caída de tensión entre ánodo y cátodo ($V_{AK}=0$) en el régimen conductor y la corriente en el régimen de bloqueo ($I=0$). Sin embargo la potencia controlable por un triac esta limitada. No ha tenido el mismo desarrollo que el tiristor.

2.3. CLASIFICACIÓN SEGÚN EL MODO DE CONMUTACIÓN

Los equipos de potencia están conformados por tiristores y diodos, montados de tal manera que constituyen convertidores estáticos. La carga es generalmente resistiva e inductiva.

Como ya se ha descrito los tiristores pueden ser disparados con la ayuda de impulsos. El bloqueo de corriente circulante en el tiristor solamente es posible con la ayuda de medios exteriores que provoquen el paso por cero de esta misma corriente.

Los diodos se comportan de forma similar, con excepción del encendido, que tiene lugar cuando la tensión ánodo-cátodo se hace positiva.

Es posible clasificar los equipos de potencia según el modo de bloqueo adoptado; generalmente, este ultimo es provocado por la conmutación de corriente de un elemento rectificador a otro. Se distinguen los convertidores estáticos:

- Sin conmutación.

- Con conmutación natural.
- Con conmutación forzada.

2.2.1. Funcionamiento sin conmutación

Se caracterizan por el hecho de que la corriente circulante en la carga se anula en el mismo momento que la corriente que circula por el elemento rectificador, en particular por el tiristor.

2.3.2. Conmutación natural

El paso de corriente de un elemento rectificador a otro es provocado con la ayuda de tensiones alternas aplicadas al montaje del convertidor estático. Estas tensiones se utilizan durante el funcionamiento normal.

2.3.3. Conmutación forzada

En este caso, el paso de la corriente de un elemento rectificador a otro, está provocado por un circuito externo que genera una serie de impulsos repetitivos para apagar los tiristores.

2.4. CLASIFICACIÓN SEGÚN EL TIPO DE CONVERSIÓN

Se puede hacer otra clasificación de los equipos de potencia es según el tipo de conversión, independientemente del tipo de conmutación. Obtenemos la siguiente subdivisión:

3.2.1. Contactor de corriente

Es un dispositivo estático que permite conectar y desconectar la carga instalada a su salida, con la ayuda de una señal de control de tipo lógico.

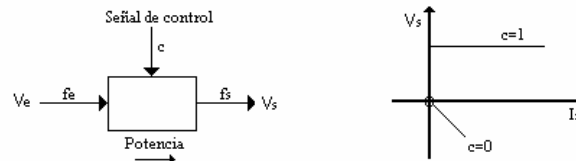


Figura. 2.3.1 Contactor de corriente

Su característica fundamental es que la frecuencia a su salida es igual a la de entrada. La tensión de salida es igual a la de entrada si el contactor de corriente está cerrado ($c = 1$). La corriente de salida depende de la carga. Si el contactor está abierto ($c = 0$), la corriente de salida I_s es nula. La potencia activa P se dirige de la entrada hacia la salida. Se dice entonces que el contactor funciona en el primer cuadrante del plano I_s, V_s con dos estados bien diferenciados.

3.2.2. Variador de corriente

Funciona de la misma forma que el contactor de corriente, con la diferencia de que la señal de control es de tipo analógico.

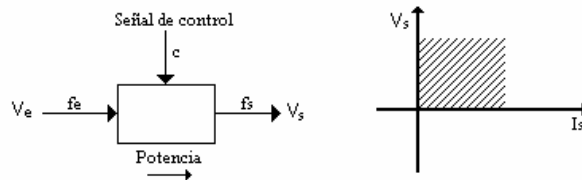


Figura. 2.3.2 Variador de corriente

Variando esta señal de forma continua, se hace variar la tensión de salida V_s entre 0 y la tensión de entrada V_e . Este dispositivo es un contactor de corriente que se desconecta y conecta periódicamente, con lo que se trocea la tensión de entrada.

De esta manera, los valores medio y eficaz de la tensión de salida son variables. A menudo, en lugar de variador nos referiremos a este dispositivo como regulador.

3.2.3. Rectificador

Es un dispositivo que convierte las tensiones alternas de su entrada en tensiones continuas a su salida. En general, la tensión de salida es constante. Es posible variar la tensión de salida de manera continua mediante una señal de control analógica.

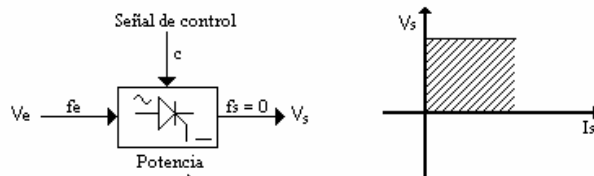


Figura. 2.3.3 Rectificador

Este tipo de rectificador recibe el nombre de rectificador controlado. La tensión y corriente de salida sólo pueden ser positivas. La potencia activa P se dirige de la entrada a la salida.

3.2.4. Ondulador

Realiza la operación inversa al rectificador, convirtiendo una tensión continua de *entrada en una tensión alterna a la salida.*

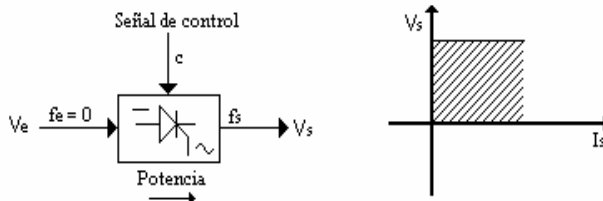


Figura. 2.3.4 Ondulador

La señal analógica de control tiene como misión adaptar el funcionamiento del ondulador en función de una tensión de entrada variable, si la tensión de salida debe mantenerse constante, o para hacer variar la tensión de salida si la tensión de entrada es constante. La potencia activa P se dirige desde la entrada hacia la salida, es decir, del lado continuo al lado alterno del dispositivo.

3.2.5. Convertidor de Corriente

Es un dispositivo capaz de funcionar como rectificador controlado (con tensión de salida positiva), o como ondulator (con tensión de salida negativa). La entrada es alterna, mientras que la salida es continua. Entrada y salida se definen según el funcionamiento normal del convertidor de corriente como rectificador controlable.

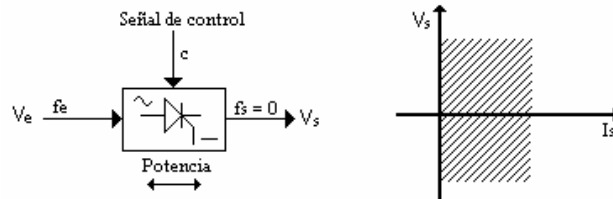


Figura. 2.3.5 Convertidor de corriente

La corriente de salida (corriente continua) sólo puede circular en una dirección dada la presencia de elementos rectificadores que impiden el paso de la misma en sentido contrario. Para hacer posible el funcionamiento de este sistema como ondulator, es necesario que la tensión continua de salida sea negativa y que la salida esté conectada a una carga que tenga una tensión interna negativa, capaz de suministrar la potencia negativa ($P = -V_s I_s$) y con posibilidad de absorber la corriente de salida positiva. El producto $V_s \cdot I_s$ es entonces negativo. La potencia activa (P), recorre el convertidor de corriente en el sentido salida – entrada. Vemos, por tanto que el dispositivo puede trabajar en dos cuadrantes del plano I_s, V_s . La señal analógica de control permite una variación continua de la tensión de salida U_s entre un límite positivo y un límite negativo, y un cambio continuo del funcionamiento rectificador en funcionamiento ondulator.

3.2.6. Convertidor de Corriente Bidireccional

Está formado por dos convertidores de corriente. La corriente puede circular tanto de la entrada a la salida, como de la salida a la entrada.

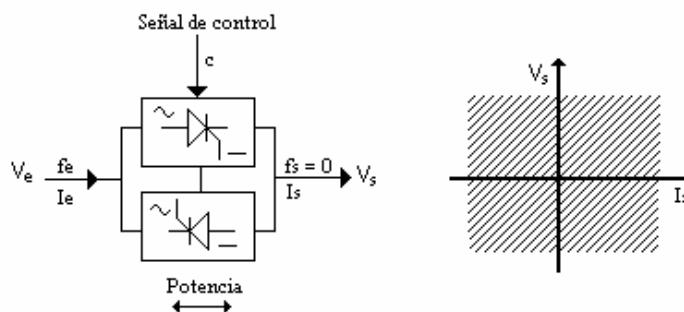


Figura. 2.3.6 Convertidor bidireccional de corriente.

Su polaridad y su valor, así como el signo de la tensión continua de salida pueden ser variados mediante la señal analógica de control. El convertidor de corriente bidireccional puede funcionar en los cuatro cuadrantes del plano I_s, U_s , por lo que la potencia activa (P), puede ser positiva o negativa.

3.2.7. Convertidor de frecuencia directo

Su funcionamiento básico consiste en proporcionar una señal alterna de frecuencia distinta a la de la señal alterna de entrada.

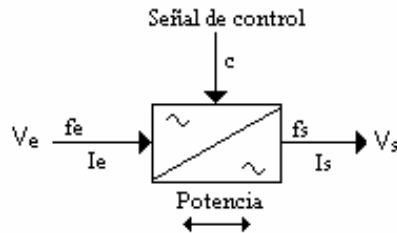


Figura. 2.3.7 Convertidor de frecuencia directo

Está constituido por un convertidor de corriente bidireccional. La potencia activa puede circular de la entrada hacia la salida o viceversa.

3.2.8. Convertidor de frecuencia con circuito intermedio

A diferencia del circuito anterior, ahora la conversión de la frecuencia no se realiza de manera directa, sino indirectamente. El dispositivo está formado por un rectificador a la entrada y un ondulator a la salida.

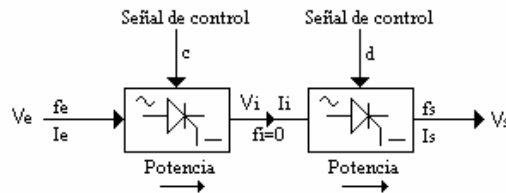


Figura. 2.3.8 Convertidor de frecuencia con circuito intermedio.

La tensión alterna de entrada de frecuencia f_c se rectifica para obtener la tensión continua V_i del circuito intermedio (con frecuencia $f_i = 0$). Esta tensión se convierte en alterna mediante el uso de un ondulator, y la frecuencia suele ser distinta a la de la entrada. El rectificador y el ondulator estarán controlados de forma adecuada por dos señales analógicas. En el esquema de la figura podemos apreciar que la potencia activa sólo puede ir de la entrada a la salida.

4. MANUAL DEL PROFESOR

El manual del profesor consta de la guías desarrolladas y cada una de ellas tiene los siguientes parámetros:

- Marco teórico.

- Diseño.
- Simulación.
- Tabulación de datos experimentales.
- Análisis e interpretación de resultados
- Conclusión.

3.1. OBTENCIÓN EXPERIMENTAL DE LA CURVA DEL UJT.

Tiempo de Duración: 50 minutos

3.1.1. *Objetivos*

- Diseñar un circuito para obtener los parámetros del UJT a partir de su curva característica.
- Graficar la curva característica del UJT.
- Obtener los parámetros de: Corriente Pico (I_p), Corriente de Valle (I_v), Voltaje de Valle (V_v), Resistencia de Saturación (r_{sat}) y Resistencia Interbase r_{BB} .
- Hallar experimentalmente la relación intrínseca interbase (η).
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los obtenidos en forma teórica y simulada.

3.1.3 *Equipos y Materiales*

- Fuente de poder 0-30 V_{DC} .
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 $\mu S/cm$ a 0.5 s/cm. Ancho de Banda de 20 MHz.
- Protoboard.
- Multímetro: Se requiere un multímetro con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.1.4. Marco Teórico

3.1.3.1. El Transistor de Unijuntura (UJT)

El transistor de unijuntura (UJT) es un dispositivo de tres terminales, los cuales se denominan emisor, base 1, y base 2. La figura 3.1.1 muestra el símbolo esquemático y la localización de los terminales.

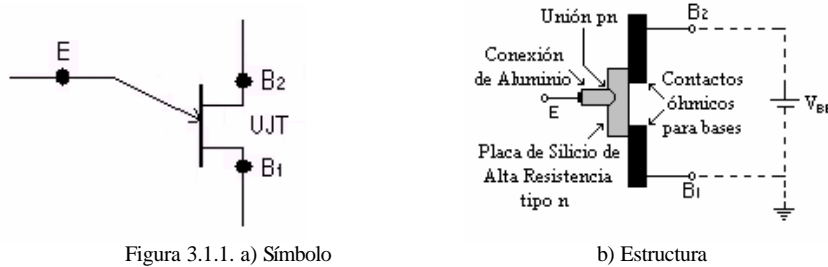


Figura 3.1.1. a) Símbolo

b) Estructura

Las características del UJT son muy diferentes a las 2 uniones de el transistor bipolar convencional, como se verá a continuación en el diagrama eléctrico equivalente, además en pocas palabras describiremos el funcionamiento del UJT como sigue:

- 1- Cuando el voltaje entre emisor y base 1, V_{EB1} , es menor que un cierto valor denominado *voltaje pico*, V_p , el UJT está CORTADO, y no puede fluir corriente de E a B1 ($I_E = 0$) y el estado del dispositivo está en circuito abierto.

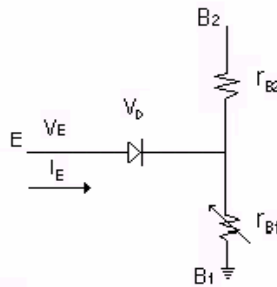


Figura 3.1.2. Diagrama Eléctrico Equivalente

- 2- Cuando V_{EB1} sobrepasa a V_p en una pequeña cantidad, el UJT se dispara o CONDUCE. Cuando esto sucede, el circuito (E a B1) es prácticamente un cortocircuito, y la corriente fluye instantáneamente de un

terminal a otro. La mayor parte de la corriente fluye, entonces I_{B1} disminuye como un efecto de inyección de portadores I_F . El voltaje V_E disminuye con los valores crecientes de I_E hasta que se llega a un valor mínimo que se conoce como voltaje de valle.

Los incrementos adicionales de la corriente del emisor se relacionan con r_{B1} lo que hace que V_E se eleve, el resultado es un diodo polarizado a la inversa y se tiene nuevamente la condición 1 antes mencionada.

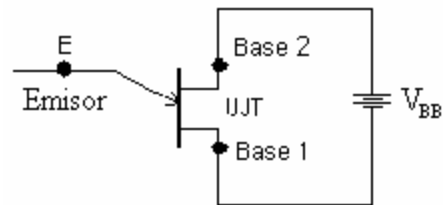


FIGURA. 3.1.3 Polarización Interbase del UJT.

Como se muestra en la figura 3.1.3, una fuente de externa está aplicada entre B_2 y B_1 , siendo B_2 el terminal más positivo. Como se indica, el voltaje entre los dos terminales de base se indica V_{BB} , el voltaje pico V_P es un cierto porcentaje fijo del valor dado V_{BB} , más 0.7 V. Este porcentaje fijo se denomina la relación intrínseca entre contactos y se simboliza por h . Por tanto, el voltaje pico de un UJT puede escribirse como:

$$V_P = hV_{BB} + 0.7v$$

Donde 0.7V corresponden a la caída de tensión en sentido directo de la unión pn de silicio que existe entre emisor y base 1.

3.1.3.3. CURVA CARACTERÍSTICA DE UN UJT

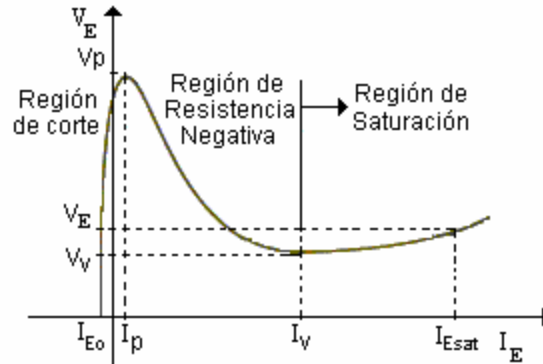


Figura. 3.1.4. Curva Característica del UJT

Las características del dispositivo aparecen en la Figura 3.1.4, donde V_p representa el voltaje V_E necesario para iniciar la conducción en el diodo. V_V representa el voltaje mínimo con el que el diodo se mantiene en estado de conducción. Mas allá de este punto se encuentra con la resistencia creciente hasta que se produce la condición de polarización inversa en el diodo.

3.1.4. Diseño

Para visualizar la curva característica del UJT se debe implementar el siguiente circuito:

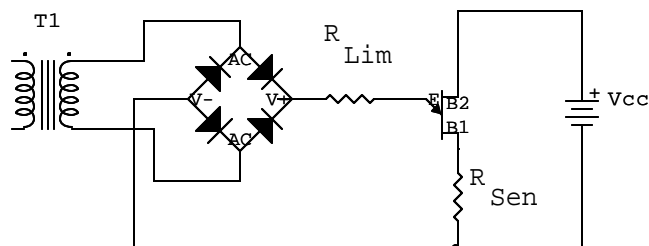


Figura. 3.1.5 Circuito de obtención de la curva de UJT.

donde el circuito equivalente es:

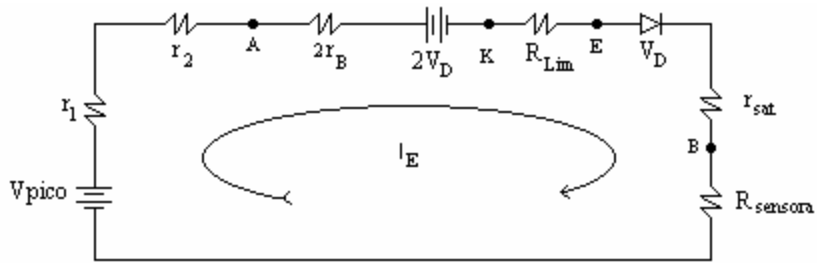


Figura. 3.1.6 circuito eléctrico equivalente

Donde:

r_1 = resistencia del primario reflejada en el secundario

r_2 = resistencia del secundario.

r_B = resistencia macroscópica de un diodo en el puente

V_D = Caída de tensión en la juntura de un diodo en el puente.

r_{sat} = resistencia de saturación de la región de B_1 del BJT.

Ahora en un transformador hipotético en el cual no hay pérdidas y cuyo núcleo tiene permeabilidad infinita, que origina un acoplamiento perfecto sin fuga de flujo. Por lo tanto de la figura 3.1.7, la condición de ausencia de pérdidas se expresa por $\frac{1}{2} V_1 I_1 = \frac{1}{2} V_2 I_2$:

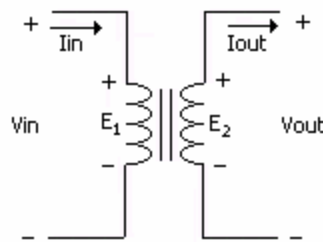


Figura 3.1.7. Transformador

Por lo tanto $V_{in} = E_1 = a E_2 = a V_{out}$

Donde
$$a = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (1)$$

Ahora colocando una señal de entrada al transformador de 131.7 Vrms, se obtuvo una señal de salida de 17.08 Vrms y por medio de la ecuación (1) se obtiene la a real:

$$a = \frac{131.7Vrms}{17.08Vrms} = 7.71$$

La resistencia del transformador medidas en el primario y en el secundario son:

$$R_{prim} = 86.3 \text{ y } r_2 = 2.4$$

Con este valor se refleja la resistencia del primario en el secundario

$$r_1 = \frac{R_{prim}}{a^2} = \frac{86.3\Omega}{(7.71)^2} = 1.45\Omega$$

Ahora se procede a determinar r_{sat} en base a lo dato del fabricante, para un $V_{B2B1} = 10V$.

$$r_{Sat} = \frac{V_{sat} - V_V}{I_{Sat} - I_V} = \frac{3.5V - 1.1V}{50mA - 6mA} = 54.54\Omega$$

Ahora se asume el valor de $R_{sen} = 10\Omega$.

Además la R_B del puente rectificador corresponde a,

$$r_B = \frac{V_F - 0.7V}{I_F} = \frac{1 - 0.7}{1} = 0.3\Omega$$

Se requiere llevar el dispositivo a saturación, por tal forma $I_E \gg I_V$, y se asume una corriente de emisor I_E de 32 mA:

$$R_{lim} = \frac{V_{pico}}{I_E} - (r_{sat} + R_{sen} + r_2 + r_1 + 2r_B)$$

$$= \frac{17.08 * \sqrt{2}}{32mA} - (54.54\Omega + 10\Omega + 2.4\Omega + 1.45\Omega + 2 * 0.21)$$

$R_{lim} = 685.84\Omega$; donde el valor comercial mas cercano es 680Ω . Entonces

$$R_{lim} = 680\Omega$$

Colocando un valor de $R_{lim} = 680 \Omega$, se tendrá una corriente de emisor:

$$I_E' = \frac{24.15Vp}{(680 + 54.54 + 10 + 1.45 + 2.4 + 2 * 0.21)\Omega} = 32.26mA$$

La potencia de la R_{lim} será:

$$P_{Rlim} > R_{lim} * I_E^2$$

$$P_{Rlim} > 680\Omega * (32.26mA)^2$$

$$P_{Rlim} > 707.68mW$$

La potencia de la R_{sen} será:

$$P_{Rsen} > R_{sen} * I_E^2$$

$$P_{Rsen} > 10\Omega * (32.26mA)^2$$

$$P_{Rsen} > 10.4mW$$

3.1.5. SIMULACION

La siguiente simulación fue realizada en el programa simulador de circuitos

CIRCUITMAKER.

Para dicha simulación empleamos el circuito que se muestra a continuación:

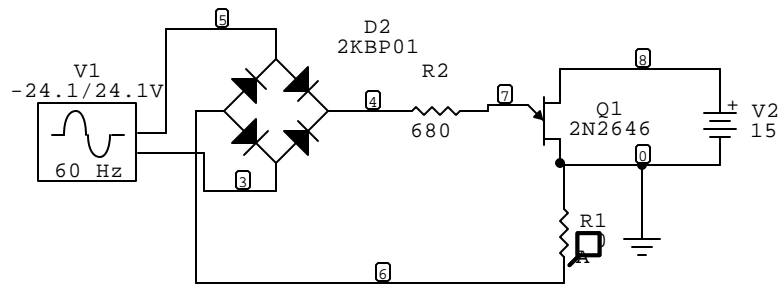


Figura. 3.1.8 Esquema empleado en la simulación.

Del cual obtuvimos los siguientes resultados:

Señal a la salida del puente de diodos

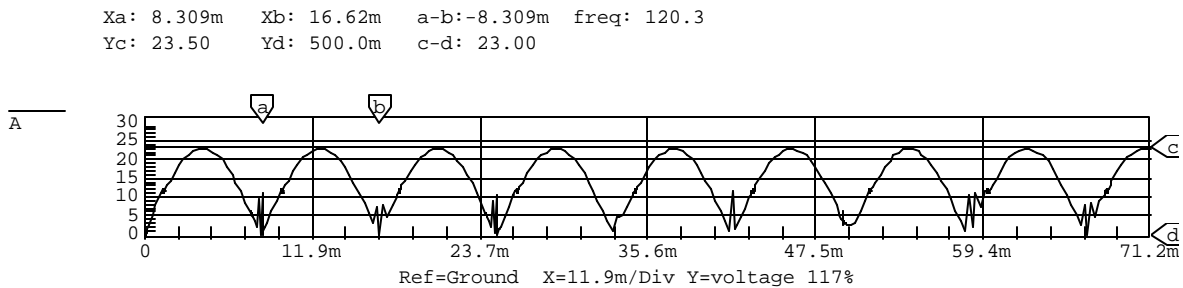


Figura. 3.1.9 señal en el puente de diodos.

como se puede observar en la grafica se tiene una pérdida de tensión de 1v, esto debido a la tensión en la junta de los dos diodos, además se aprecia que la frecuencia de salida del puente es dos veces la frecuencia de entrada.

Señal en la resistencia sensora

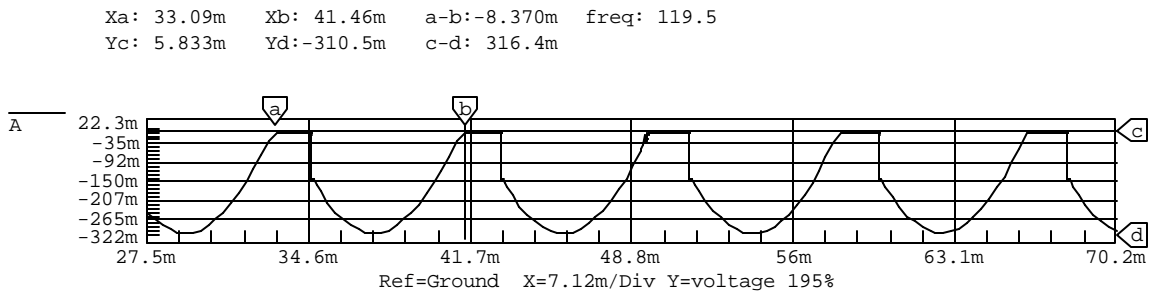


Figura. 3.1.10 Señal en la resistencia sensora.

La gráfica de tensión en la resistencia sensora se observa de forma negativa porque la entrada horizontal del osciloscopio esta desfasada 180° con respecto a la situación real de la corriente de emisor.

Señal en el emisor del UJT

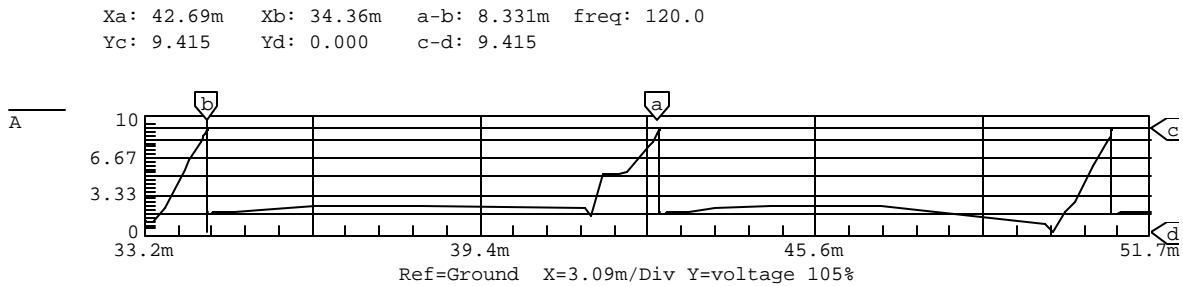


Figura. 3.1.11 Señal en el emisor del UJT.

Estos picos de tensión se presentan cuando el UJT no conduce como se puede apreciar en la grafica anterior donde se visualiza la forma de tensión en la resistencia sensora.

Curva característica del UJT

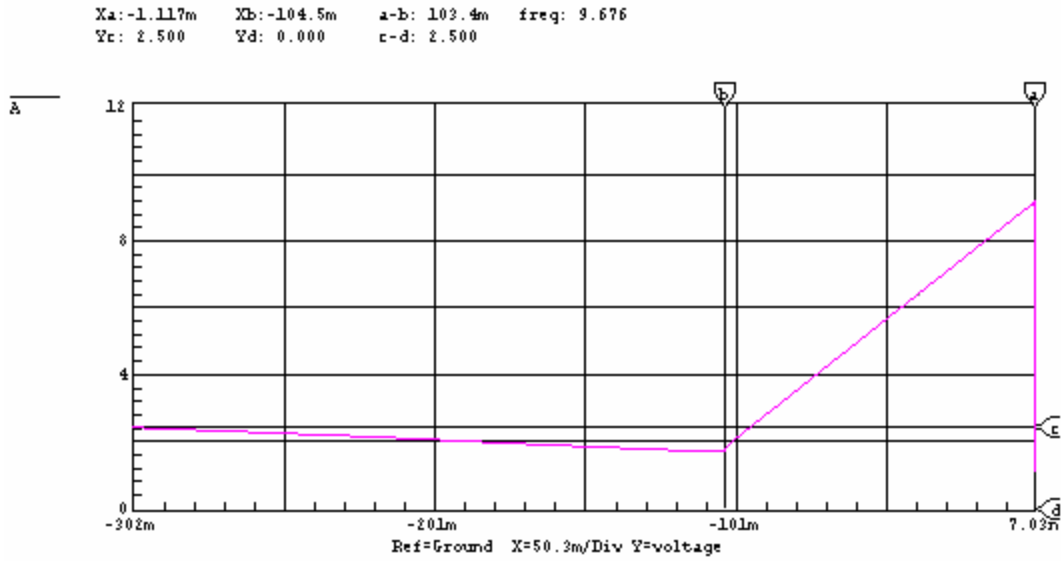


Figura. 3.1.12 Curva característica del UJT.

En la presente figura se observa la curva característica del UJT 2n2646 simulada con una tensión interbase de 15 voltios.

3.1.6. DATOS TABULADOS

En la siguiente se muestra los datos obtenidos en el laboratorio colocando un $V_{BB} = 15\text{ V}$, y los datos proporcionados por el fabricante del UJT “NTE 6401”.

En la tabla 3.1. se presentan los datos obtenidos en la práctica, implementado el circuito de la figura 3.1.5.

$$V_p = 10.4\text{ V} \quad I_v = 4\text{ mA} \quad V_{sat} = 2.4\text{ V}$$

$$V_v = 1.2\text{ V} \quad r_{BB} = 5.1\text{ K}\Omega \quad I_{sat} = 32\text{ mA}$$

$$h_{real} = \frac{V_p - V_g}{V_{BB}} = \frac{10.4\text{ V} - 0.6\text{ V}}{15\text{ V}} = 0.653$$

Parámetro	Características	Valor Teórico	Valor Medido	Valor Simulado	% Error V.Medido vs V.Teórico	Unidades
Vsec pico	Voltaje de salida del secundario	24.15	24.4	25	1.03	V
η	Relación intrínseca	0.56 – 0.75	0.65	0.62	-	-
r_{BB}	Resistencia interbase	4.7 - 9.1	5.1	6.1	-	k Ω
I_E	Corriente de emisor	32.8	32.6	30.4	0.6	mA
Vp	Voltaje Pico	10.35	10.4	10.2	0.48	V
Ip	Corriente Pico	1	2	-	100	μ A
Vv	Voltaje de Valle	1	1.2	1.65	20	V
Iv	Corriente de Valle	4	4	10.11	0	mA

Tabla 3.1. Datos tabulados.

Cálculo del Porcentaje de Error

Porcentaje de error

$$|\%Error| = \frac{V_{MEDIDO} - V_{TEORICO}}{V_{TEORICO}} * 100$$

$$|\%Error| = \left| \frac{24.4v - 24.15v}{24.15} \right| * 100 = 1.03\%$$

3.1.7. Análisis e Interpretación de Resultados

Los datos obtenidos durante el desarrollo de esta práctica muestra que el UJT NTE6401 se encuentra en el rango de valores especificados por el fabricante.

- Donde el valor de la resistencia de saturación es aproximadamente de 43.48 Ω , siendo este un valor mas pequeño al esperado como se considero en las premisas de diseño, por tal motivo en cada una de las consideraciones de diseño que se realizaron se puede apreciar que los porcentajes de error son pequeños, indicando que se realizó en forma correcta.

- De la gráfica obtenida podemos observar los dos estados de operación del UJT, cuando el voltaje de emisor es menor que el voltaje pico y cuando es un caso contrario (cuando conduce y no conduce). Además se pueden observar la tres regiones de operación del dispositivo que son: la de corte, la de resistencia negativa y la de saturación.
- Se obtuvo una corriente de valle $I_v = 4 \text{ mA}$, que es la corriente mínima producida cuando el condensador se descarga, y que es necesaria para que el UJT este en conducción.

3.1.8. Conclusiones

- Desarrollar ésta práctica induce al estudiante ha conocer en forma experimental las características del UJT, para que éste aplique los parámetros de diseño correctos.
- La variación del voltaje interbase determina la magnitud del voltaje pico de la curva para disparar el dispositivo.
- Se observa el comportamiento dinámico en la región negativa del UJT, siendo este el motivo por el cual se emplea como oscilador de relajación.
- Los datos obtenidos de la simulación difieren en el η y la r_{sat} de los datos experimentales, debido a que en la simulación se empleó el UJT 2n2646 y en la experimentación el NTE6401.

3.2. CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS SINCRONIZADO CON LA RED, CON DESFASAMIENTO Y COMPENSACIÓN TÉRMICA UTILIZANDO UJT

Tiempo de duración: 50 min.

3.2.3. *Objetivos*

- Diseñar un circuito generador de pulsos sincronizado con la red, con desfaseamiento y compensación térmica utilizando UJT.
- Obtener Parámetros y gráficas del circuito diseñado por medio de un programa de simulación.
- Obtener parámetros y graficas del circuito por medio de un montaje experimental en el laboratorio.
- Comparar y concluir con los datos obtenidos en forma teórica, simulada y experimental.

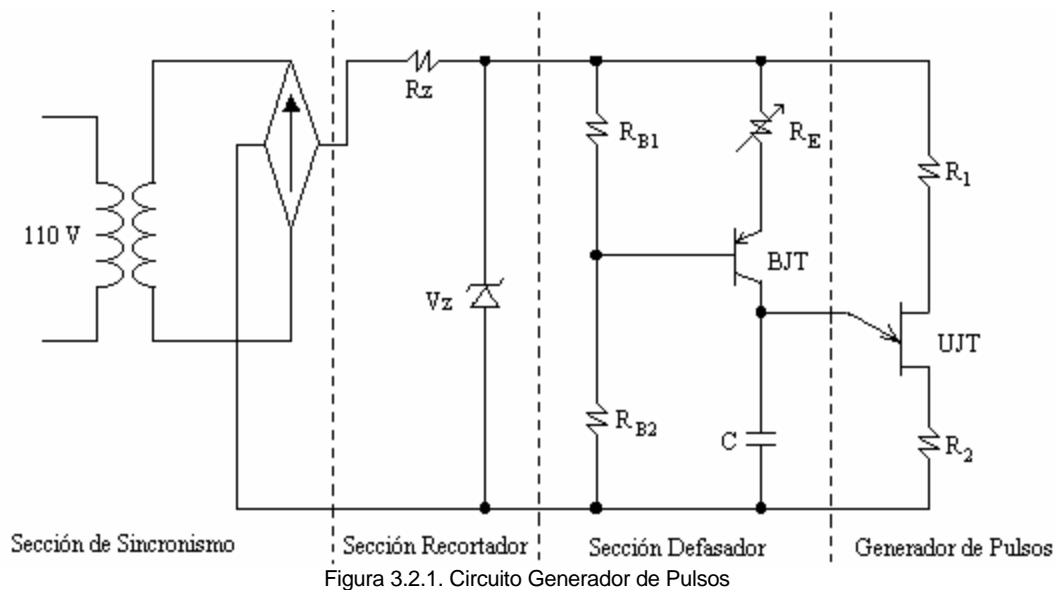
3.2.4. **Equipos y Materiales**

- Transformador 115 V_{rms} a 18 V_{rms} .
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 $\mu s/cm$ a 0.5 s/cm. Ancho de Banda 20MHz.
- Protoboard.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.2.3 *Marco Teórico*

3.2.3.1 **Aplicaciones del Transistor Monounion (Ujt).**

Entre las aplicaciones del UJT tenemos un circuito generador de pulsos sincronizado con la red y desfaseamiento. Se utiliza para el disparo de los tiristores. En la figura 3.2.1 se muestra un circuito generador de pulsos básico con UJT sincronizado con la red con circuito de desfaseamiento y compensación térmica.



El diodo zener recorta la señal rectificadora de onda completa y la fija al voltaje zener, una vez fijado este voltaje, el capacitor C comienza a cargarse a través de R_E . Cuando el capacitor alcanza el valor de V_p del UJT, el UJT se dispara, produciendo un pulso de voltaje a través de R_1 . Este pulso dispara a un dispositivo, generalmente un SCR; de este modo hace que fluya corriente por la carga durante el resto del semiciclo.

El sistema mostrado en la figura 3.2.1. se compone de 4 partes que son :

- Sección de sincronismo.
- Sección recortadora.
- Sección desfasadora.
- Sección generadora de impulsos.

La primera de ella consta de un transformador que lleva la señal de línea (115Vrms), hasta el voltaje deseado, el cual pasa por un puente rectificador de onda completa, creando una señal DC pulsante sincronizada con la línea.

La segunda parte, llamada sección recortadora es en fin un recortador, formado por un diodo zener (el cual e de valor deseado en el diseño), y una resistencia de zener que limita la corriente de trabajo del zener.

La tercera parte es la sección desfasadora que no es mas que un generador de diente de sierra, el cual varia el tiempo de carga de el condensador C, mediante una variación en al resistencia R, por lo tanto se suele usar un potenciómetro en vez de una resistencia fija, lo anterior es para que la señal de diente de sierra se mueva dentro del rango de tiempo permitido (Tk), el cual se encuentra después Al T1, llamado tiempo muerto y para el cual el dispositivo no funcionó correctamente.

Y la cuarta y ultima parte es la ya conocida sección generadora de pulsos, la cual trabaja con el dispositivo UJT, y que crea un impulso de una amplitud y un ancho dependiendo del valor de sus parámetros.

3.2.4. Diseño

Diseñar y construir un circuito generador de pulsos sincronizado con la red con circuito de desfasamiento y compensación térmica, utilizando un UJT que cumpla con las siguientes condiciones, que se representa en la figura 1:

Voltaje de salida del pulso: $V_{pulso} = 5V$

Ancho del pulso : $t_p = 400\mu s$

Rango de desplazamiento angular : $\theta_{min} = 20^\circ$ $\theta_{max} = 160^\circ$

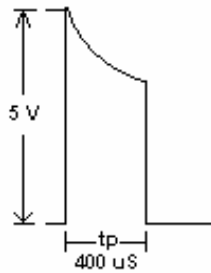


Figura. 3.2.2 Condición de diseño

Solución

Cálculo de R_1

$$t_p = C.(r_{sat} + R_1) * \ln\left(\frac{V_P}{V_V}\right) = 400 \text{ mseg}$$

$$V_p = h.V_{BB} + V_D \quad (1)$$

$$V_{pulsos} = \frac{h.V_{BB} * R_1}{R_1 + r_{sat}}$$

$$h.V_{BB} = \frac{V_{pulsos} * (R_1 + r_{sat})}{R_1}$$

Reemplazando en (1)

$$V_p = \frac{V_{pulsos} * (R_1 + r_{sat})}{R_1} + V_D; \quad \text{de donde}$$

$$t_p = C.(r_{sat} + R_1) * \ln\left(\frac{\frac{V_{pulsos} * (R_1 + r_{sat})}{R_1} + V_D}{V_V}\right) = 400 \text{ mseg} \quad (2)$$

(2) Ecuación trascendente que se calcula por tanteo y error

De la práctica anterior se tienen los siguientes datos:

$r_{sat}=54.54\Omega$; $V_V=1.1V$ y asumiendo un valor comercial para el capacitor de $C=1\mu F$; $r_{BB}=6.1k\Omega$; tomando un

$V_D=0.6 V$.

Reemplazando estos datos en la ecuación trascendente (2) se obtiene:

$$R_1 = 187.7\Omega \text{ comercialmente } \approx 180\Omega$$

Cálculo de R2;

$$R_2 = \frac{K_D}{K_R} * \frac{r_{BB}^2}{h * V_Z} - R_1 \quad (3)$$

De los datos del fabricante :

Donde $K_D = 2.5mV/^{\circ}C$ para una juntura de silicio y $a_{r_{BB}} \% = 0.5$

$$K_R = a_{r_{BB}} \% * \frac{r_{BB}}{100} (25^{\circ}C) = \frac{0.5 * 6.1k\Omega}{100} = 30.5\Omega/^{\circ}C$$

Ahora el V_Z se obtiene de la siguiente expresión:

$$V_{pulso} = \frac{h.V_{BB} * R_1}{(R_1 + r_{sat})} \quad (4)$$

$$V_{BB} = \frac{V_Z * r_{BB}}{R_1 + R_2 + r_{BB}} \quad \text{Reemplazando en (4)}$$

$$V_{pulso} = \frac{h.V_Z * r_{BB} * R_1}{(R_1 + R_2 + r_{BB})(R_1 + r_{sat})} \quad \text{despejando } V_Z$$

$$V_Z = \frac{V_{pulso} * (R_1 + r_{sat})(R_1 + R_2 + r_{BB})}{h * r_{BB} * R_1} = 1.5656 \times 10^{-3} * (6280 + R_2)$$

$$V_Z = 1.5656 \times 10^{-3} * (6280 + R_2) \quad (5) \quad \text{Reemplazando en (3)}$$

Reemplazando estos datos en la ecuación 3 se obtiene:

$$R_2 = \frac{K_D}{K_R} * \frac{r_{BB}^2}{h * V_Z} - R_1 = \frac{2.5mV/^{\circ}C * (6.1k\Omega)^2}{30.5\Omega/^{\circ}C * 0.65 * (1.5656 \times 10^{-3} * (6280 + R_2))} - 180$$

$$R_2 = 277.08 \quad \text{Valor Comercial} \cong 270\Omega$$

Reemplazando estos datos en la ecuación 5 se obtiene:

$$V_Z = 1.5656 \times 10^{-3} * (6280 + R_2) \quad V_Z = 10.25V \quad \text{Valor Comercial} \cong 10V$$

Cálculo de Polarización del BJT

$$I_C \cong I_E = \frac{V_Z - V_{TH} - 0.6V}{R_E + \frac{R_{TH}}{b_{DC}}} = C \frac{dV}{dt} \quad dV = V_p - V_v$$

$$V_{TH} = \frac{V_Z * R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad R_{TH} = \frac{R_{B1} * R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

De las condiciones de diseño: $\theta_{\min} = 20^{\circ}$ $\theta_{\max} = 160^{\circ}$

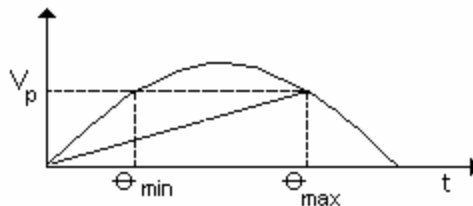


Figura. 3.2.3. Ángulos Mínimos y Máximos de Desplazamiento

$$\frac{dt}{\min} = \frac{q_{\min} * 8.33ms}{180^{\circ}} = 0.92ms$$

$$\frac{dt}{\max} = \frac{q_{\max} * 8.33ms}{180^{\circ}} = 7.40ms$$

Diseño del circuito desfasador

En la etapa del circuito desfasador se encuentra un capacitor en el cual la corriente que circula por él es:

$$I_c = C * \frac{dV}{dt}; dV = V_p - V_v \quad \text{donde} \quad I_c = C * \frac{V_p - V_v}{7.40ms}$$

En base a los ángulos máximo y mínimo de las condiciones de diseño, se obtiene un dt/max y un dt/min. Con el cual se establece la corriente colector máxima y mínima.

$$I_c (\text{min}) = C * \frac{V_p - V_v}{dt_{\text{max}}}; \quad I_c (\text{max}) = C * \frac{V_p - V_v}{dt_{\text{min}}}$$

$$\text{Donde } V_p = \frac{V_z * h * r_{BB}}{(R_1 + R_2 + r_{BB})} + V_D = \frac{10V * 0.65 * 6.1k\Omega}{(180 + 270 + 6.1k)\Omega} + 0.6 = 6.65V$$

y asumiendo un valor comercial para el capacitor de $1\mu F$, se tiene;

$$I_c (\text{min}) = \frac{6.65V - 1.2V}{7.40ms} * 1\mu F = 0.74mA$$

$$I_c (\text{max}) = \frac{6.65V - 1.2V}{0.92ms} * 1\mu F = 5.92mA$$

Se puede afirmar que la corriente de capacitor será aproximadamente igual a la corriente del colector, de tal forma que podemos determinar la resistencia de emisor máxima y mínima que se requiere en el circuito.

Aplicando L:V:K: se tiene: $R_E I_E = V_z - V_{th} - V_D$

Pero basados en las restricciones de la sección desfasadora, se tiene:

$$R_{E(\text{max})} \leq \frac{V_z - V_{th} - V_D}{I_c (\text{min})} \quad R_{E(\text{min})} \geq \frac{V_z - V_{th} - V_D}{I_c (\text{max})}$$

donde

$$R_{E(\text{max})} \leq \frac{10 - 3.57 - 0.6}{0.74mA} \quad R_{E(\text{max})} \leq 7915 \quad R_{E(\text{max})} \leq 7.5k\Omega \text{ comercial}$$

$$R_{E(\text{min})} \geq \frac{10 - 3.57 - 0.6}{5.92mA} \quad R_{E(\text{min})} \geq 984 \quad R_{E(\text{min})} \geq 1k\Omega \text{ comercial}$$

Para diseño se especifica un valor de voltaje de thevenin.

En la siguiente gráfica se observa el comportamiento del voltaje thevenin, escogiendo R_{B1} como variable.

El criterio para escoger el voltaje de thevenin es que sea mucho mayor que el voltaje de la juntura del diodo ($V_{TH} \gg 0.6V$), para estabilidad térmica del circuito.

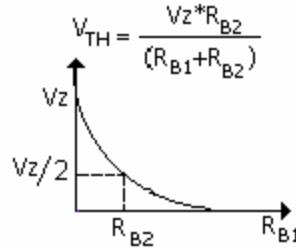


Figura. 3.2.4. Determinación del voltaje de thevenin

Para el voltaje de thevenin en función de R_{B1} se tiene:

$R_{B1}=0$ entonces el voltaje de thevenin es igual V_Z

$$R_{B1} = R_{B2} \text{ entonces } V_{TH} = \frac{V_Z}{2}$$

De lo anterior asumimos un valor de $V_{th} = 3.5 \text{ V}$

$$k = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \text{ de donde } V_{TH} = k * V_Z \text{ entonces :}$$

$$k = \frac{V_{TH}}{V_Z} = \frac{3.5}{10} = 0.35$$

Ahora

$$R_{TH} = \frac{R_{B1} * R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = k * R_{B1}$$

Asumiendo un valor para $R_{B1} = 1.8k\Omega$ y resolviendo se obtiene $R_{B2} = 970\Omega$ y se utiliza de $1k\Omega$.

Teniendo los valores de resistencia se procede a especificar el voltaje de thevenin real:

$$V_{TH} = \frac{V_Z * R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{10V * 1k\Omega}{(1.8k + 1k)\Omega} = 3.57V$$

Para garantizar que la $R_E \geq 100R_{th}/b_{dc}$

$$b_{dc(min)} > \frac{100R_{TH}}{R_{E(max)}} = \frac{100 * 642.86\Omega}{7915\Omega} = 8.12$$

$$b_{dc(min)} > 8.12 \quad I_{c(max)} = 5.92mA \quad V_{CE} = V_Z > 10V$$

Con estos resultados obtenidos se utiliza el 2n3905.

Cálculo del Circuito Recortador

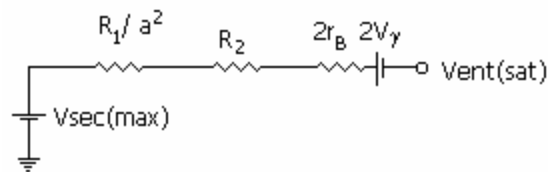


Figura. 3.2.5 Esquema circuito del transformador

De los datos del fabricante: Corriente Zener de trabajo (I_{ZT}) = 25mA.

Para el cálculo de R_Z se utiliza la siguiente expresión: $R_Z = \frac{V_{ent(min)} - V_Z}{I_{ZT} + I_{L(max)}}$

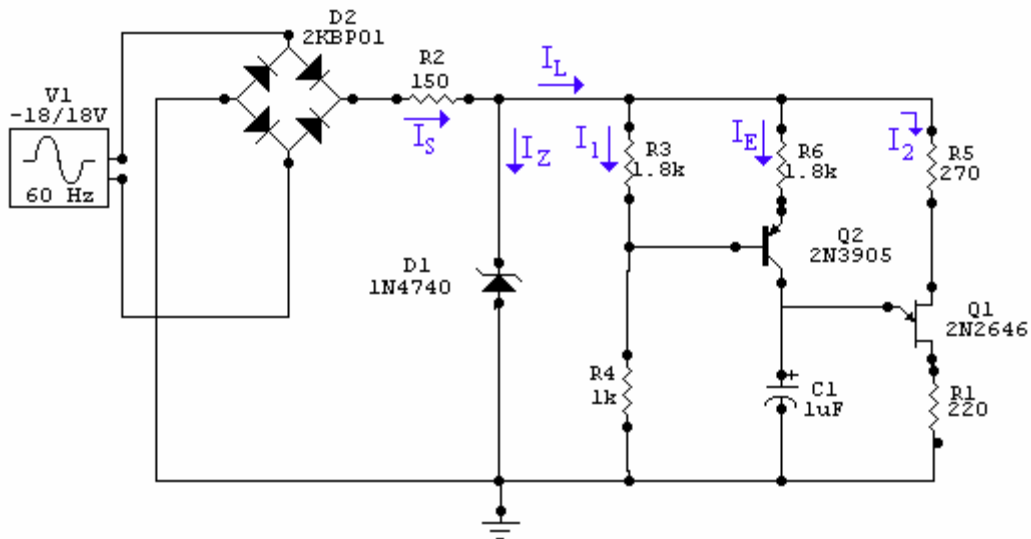


Figura. 3.2.6. Corrientes del circuito generador de pulsos

En la figura 2.5. se observa cada una de las corrientes de circuito, Donde:

$$I_{L(max)} = \frac{V_Z}{R_{B1} + R_{B2}} + I_{C(max)} + \frac{V_Z}{R_1 + R_2 + r_{sat}} + I_{GT} = \frac{10}{1.8k + 1k} + 5.92mA + \frac{10}{270 + 180 + 43.48} + 30mA$$

$$I_{L(\max)} = 59.75 \text{ mA}$$

Cálculo del $V_{\text{ent}(\min)}$

$$V_z = V_{\max} * \text{Sen}(q \text{ min})$$

donde

$$V_{\max} = \frac{V_z}{\text{Sen}(q \text{ min})} = \frac{10 \text{ v}}{\text{sen}(20^\circ)} = 29.23 \text{ V}$$

$$V_{\max(\text{sec})} = V_{\max} + 2 * V_D = 29.23 \text{ V} + 2 * 0.6 \text{ V}$$

$$V_{\max(\text{sec})} = 30.43 \text{ V}$$

Donde el voltaje real aplicado será de 35 V, utilizando el mismo transformador de la práctica anterior.

Ahora

$$V_{\text{ent}(\min)} = V_{\text{dc}} = 0.6366 V_{\max} = 0.6366 * 35 \text{ V} = 22.28 \text{ V}$$

$$R_z = \frac{22.28 \text{ V} - 10 \text{ V}}{25 \text{ mA} + 59.75 \text{ mA}} = 144.88 \Omega, \text{ valor utilizado } 150 \Omega$$

$$P_{D_{\text{zener}}} = \left[\frac{V_{\text{ent}(\max)} - V_z}{R_z} \right] * V_z = \left[\frac{35 \text{ V} - 10 \text{ V}}{150 \Omega} \right] * 10 \text{ V} = 1.66 \text{ W}$$

$$P_{D_{\text{zener}}} = 2 \text{ W}$$

$$W_{R_z} = \left[\frac{P_z}{V_z} + I_{L(\max)} \right] * (V_{\text{ent}(\max)} - V_z) = \left[\frac{2}{10} \right] * (35 - 10) = 5 \text{ W}$$

$$W_{R_z} = 5 \text{ W}$$

Cálculo de la potencia de cada uno de los elementos

Para esta parte le recomendamos ver la figura 3.2.5.

$$I_1 = \frac{V_Z}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{10V}{1.8k\Omega + 1k\Omega} = 3.57mA$$

$$I_2 = \frac{V_Z}{R_1 + R_2} = \frac{10V}{180\Omega + 270\Omega} = 22.23mA$$

$$I_E \cong I_{C_{max}} = 5.92mA$$

$$P_{RB1} = R_{B1} * (I_1)^2 = 1.8k\Omega * (3.57mA)^2 = 22.94mW$$

$$P_{RB2} = R_{B2} * (I_1)^2 = 1k\Omega * (3.57mA)^2 = 12.74mW$$

$$P_{RE} = R_E * (I_{C_{max}})^2 = 7.5k\Omega * (5.92mA)^2 = 262.85mW$$

$$P_{R1} = R_1 * (I_2)^2 = 180\Omega * (22.23mA)^2 = 88.95mW$$

$$P_{R2} = R_2 * (I_2)^2 = 270\Omega * (22.23mA)^2 = 133.42mW$$

Cálculo del voltaje del capacitor

$$V_C \geq 2V_p = 2 * 6.65 = 13.3 \quad \text{se escoge un voltaje comercial de 16 V}$$

3.4.5. Simulación

La siguiente simulación fue realizada en el programa simulador de circuitos CIRCUITMAKER.

Para dicha simulación empleamos el circuito que se muestra a continuación:

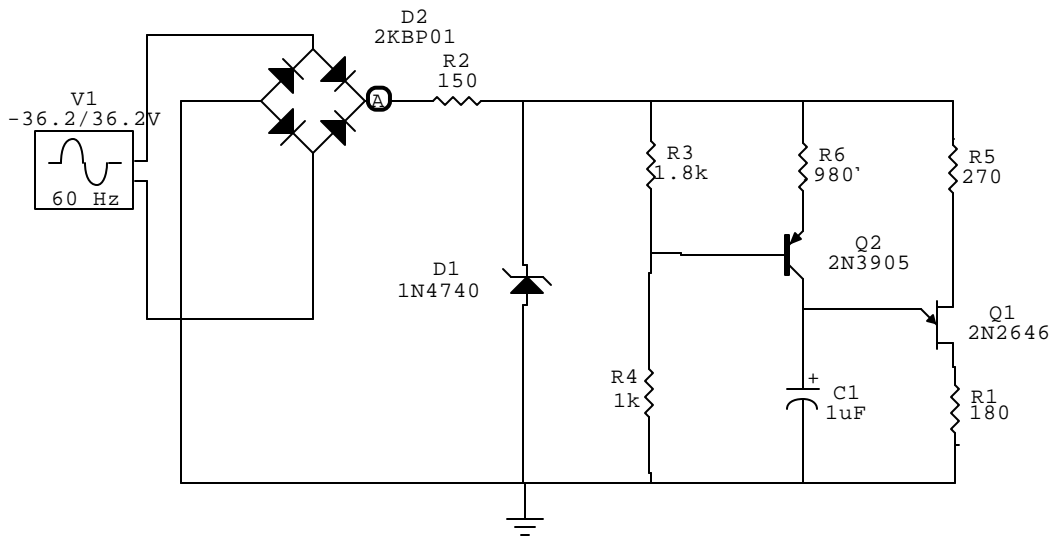


Figura. 3.2.7 Circuito generador de pulsos con UJT.

Señal a la salida del puente de diodos

Xa: 8.361m Xb: 0.000 a-b: 8.361m freq: 119.6
 Yc: 34.65 Yd: 888e-18 c-d: 34.65

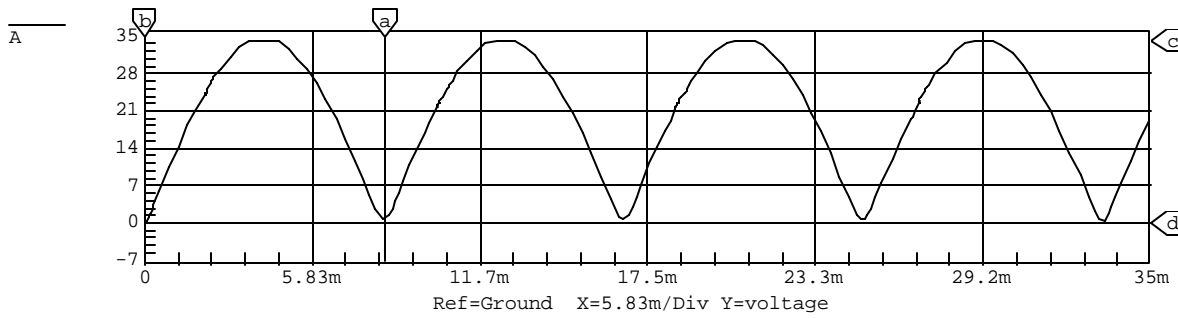


Figura. 3.2.8 señal a la salida del puente de diodos.

Señal en la Sección Recortadora

Xa: 8.361m Xb: 0.000 a-b: 8.361m freq: 119.6
 Yc: 10.36 Yd: 0.000 c-d: 10.36

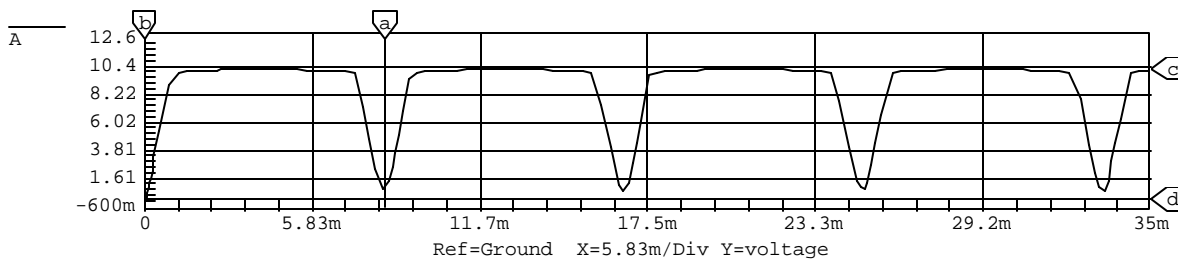


Figura. 3.2.9 Señal en el circuito recortador.

Angulo de Disparo a $\theta_2 = 36.67^\circ$ con $R = 920\Omega$ y $V_p = 4.52 V$.

Xa: 10.24m Xb: 8.361m a-b: 1.880m freq: 532.0
 Yc: 4.337 Yd: 0.000 c-d: 4.337

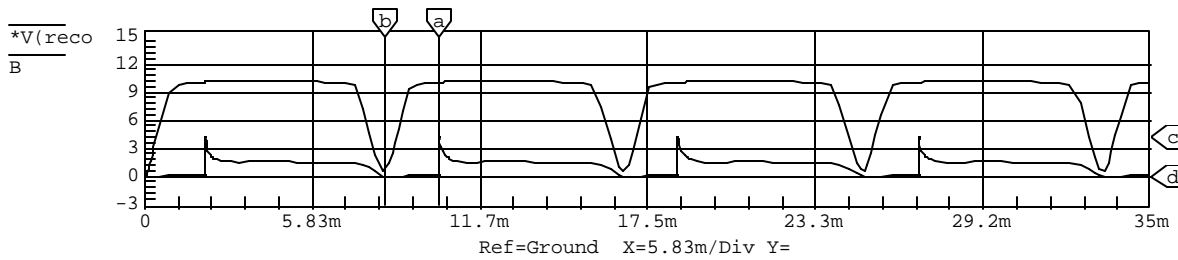


Figura. 3.2.10 Señal de disparo del UJT a un ángulo de 36.67° .

Angulo de Disparo a $\theta_1 = 165^\circ$ con $R_E = 7.4k\Omega$ y $V_p = 2.818 V$.

Xa: 16.01m Xb: 8.361m a-b: 7.648m freq: 130.8
 Yc: 2.925 Yd: 0.000 c-d: 2.925

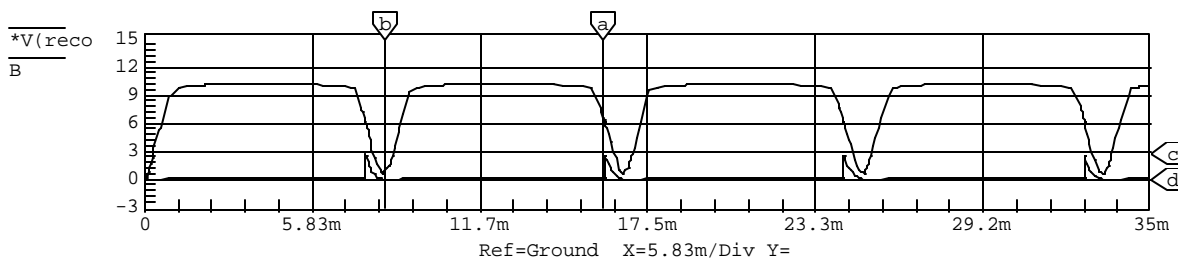


Figura. 3.2.11 Señal de disparo del UJT a un ángulo de 165° .

Señal de carga y descarga del capacitor, para una $R_E = 3k\Omega$

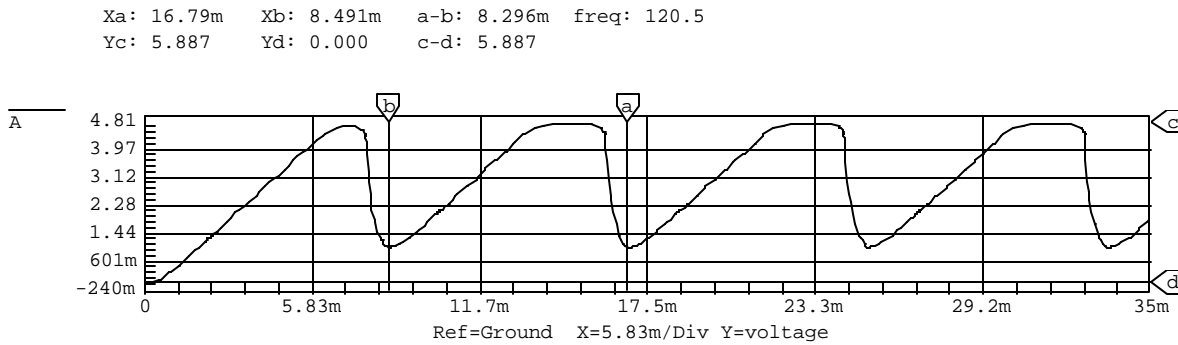


Figura. 3.2.12 Señal de carga y descarga del capacitor.

Señal del Voltaje de Pulso y Desplazamiento Angular

Xa: 32.68m Xb: 26.83m a-b: 5.854m freq: 170.8
 Yc: 4.298 Yd: -900.0m c-d: 5.198

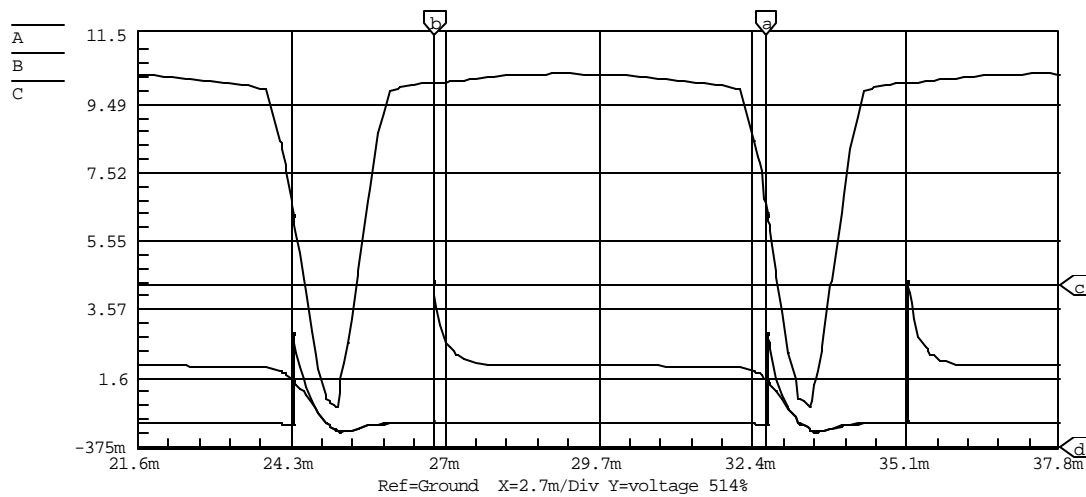


Figura. 3.2.13 Señal de desplazamiento angular.

3.4.6. Datos Tabulados

En la siguiente tabla aparecen los datos experimentales y calculados en

este laboratorio.

Parámetro	Valor Calculado	Valor Medido	Valor Simulado	Porcentaje de Error V. Med vs V. Calc
V_{MAX} (puente)	35 v	35 V	35	0 %
V_Z (sal. Recorte)	10 v	10.3 V	10.3	3 %
θ_1 (mínimo)	20°	21.3°	21.6°	6.5 %
θ_2 (máximo)	160°	164°	162°	2.5 %
V_p (condensador)	6.65V	6.5 V	6.4 V	2.25 %
T_o (oscilación)	8.33ms	8.33ms	8.33ms	0 %
V_{pulso}	5 v	5.1 V	4.6 V	2 %
t_p	400 μ s	397 μ s	395 μ s	0.75 %
$\Delta\theta(\theta_{max}-\theta_{min})$	140°	142.7°	140.4°	1.93 %
Rango de oscilación del pulso	6.05ms	6.09ms	6.05ms	0.66 %
Frecuencia de repetición del pulso	120 Hz	120 Hz	120 Hz	0 %

Tabla 3.2 Datos tabulados.

3.4.7. Análisis e Interpretación de Resultados

- Los porcentajes de error estuvieron en un rango inferior al 7%, indicando que los procedimientos estuvieron correctos para conseguir los objetivos propuestos.
- Las figuras que se obtienen en la simulación sobre los diferentes parámetros (V_p , V_{pulso} , etc), se acercan, tanto en forma como en magnitud a los obtenidos experimentalmente, como se puede apreciar en las graficas obtenidas en el desarrollo de la práctica.
- Al realizar variaciones de la magnitud de R_E se observa en el osciloscopio la variación del tiempo de carga y descarga del capacitor, retrasando de esta manera el nivel de tensión (V_p) ha que el capacitor debe llegar para disparar el dispositivo.

3.4.8. Conclusiones

- La elaboración de la práctica anterior nos permitió conocer realmente las características más importantes del dispositivo como son η , I_{BB} , I_{sat} , etc y de esta forma poder emplear los valores correctos en cada una de las etapas de diseño del circuito generador de pulso, ya que se pueden tener resultados no esperados por desconocer las características de éste.
- La etapa desfasadora cumple una función muy importante al realizar la variación del pulso de salida, porque permite que este circuito no sea estático y pueda intervenir en diferentes aplicaciones donde sea necesario variar un nivel de tensión.
- Un circuito generador de pulsos sincronizado con la red proporciona una sincronización automática entre el pulso de disparo del UJT y la colocación en el estado de conducción de un dispositivo por ejemplo un SCR, en otro caso si el circuito generador estuviera alimentado por una fuente DC. Los pulsos de salida podrían ser inútiles porque no se encuentran sincronizados con la red.

3.3. Diseño, Simulación y Experimentación con un Circuito Generador de Pulsos Sincronizado, Compensado Térmicamente y con Circuito Desfasador Utilizando el PUT.

Tiempo de Duración: 60 minutos

3.3.1. Objetivos

- Diseñar e implementar un circuito generador de pulsos con PUT sincronizado con la red y desfazamiento.

- Obtener y graficar la forma del pulso de salida de un generador de pulsos con PUT sincronizado con la red y desfazamiento.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los obtenidos en forma teórica.

3.3.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Transformador.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Barrido 20Mhz
- Protoboard.
- Multímetro: Se requiere un multímetro con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.3.3. Marco Teórico

3.3.3.1 Transistor Monounión Programable

El transistor monounión programable (PUT) es un pequeño tiristor que aparece en la figura 3.3.1.a. Un PUT se puede utilizar como un oscilador de relajación, tal y como se muestra en la figura 3.3.1-b. El voltaje de compuerta VG se mantiene desde la alimentación mediante el divisor resistivo del voltaje R1 y R2, y determina el voltaje de punto de pico Vp. En el caso del UJT, Vp está fijo para un dispositivo por el voltaje de

alimentación de cd, pero en un PUT puede variar al modificar al modificar el valor del divisor resistivo R1 y R2. Si el voltaje del ánodo VA es menor que el voltaje de compuerta VG, el dispositivo se conservará en su estado inactivo, pero si el voltaje de ánodo excede al de compuerta en una caída de voltaje de diodo VD, se alcanzará el punto de pico y el dispositivo se activará. La corriente de pico Ip y la corriente del punto de valle Iv dependen de la impedancia equivalente en la compuerta $R_G = R1R2/(R1+R2)$ y del voltaje de alimentación en cd Vs. N general Rk está limitado a un valor por debajo de 100 Ohms.

R y C controlan la frecuencia junto con R1 y R2. El ancho de pulso Tp está dado en forma aproximada por:

$$T_p = 1/f = RC \ln V_s/V_s - V_p = RC \ln (1+R2/R1) \quad (E 3.3.1)$$

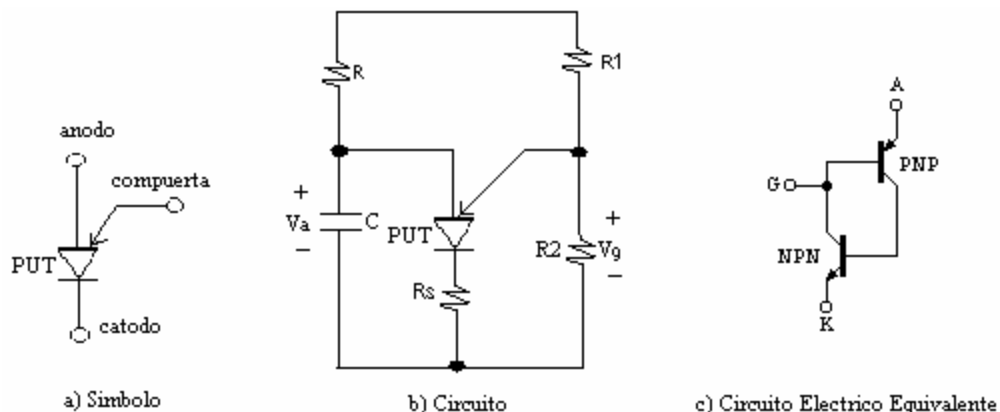


Figura. 3.3.1. Circuitos de un PUT

3.3.2. Aplicaciones del transistor monounion programable (PUT).

El diodo zener recorta la rectificación de onda completa y la fija al voltaje zener, (ver figura 3.3.2) una vez fijado este voltaje, el capacitor C comienza a cargarse a través de R_E . Cuando el capacitor alcanza el valor de V_p del PUT, el PUT se dispara, produciendo un pulso de voltaje a través de R_1 . Este pulso se va a un dispositivo, generalmente un SCR; de este modo hace que fluya corriente por la carga durante el resto del semiciclo.

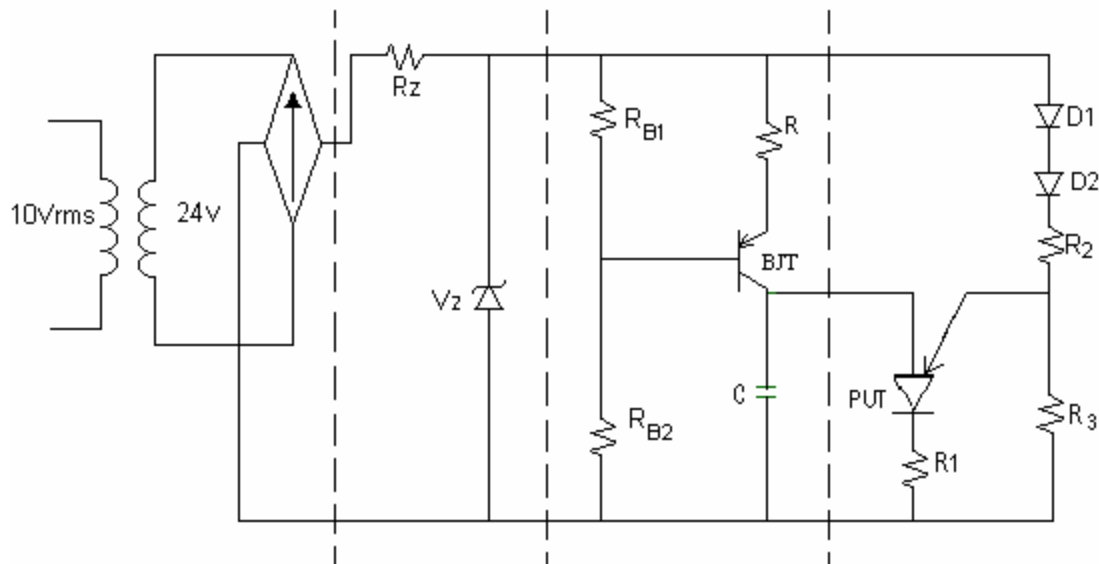


Figura. 3.3.2. Secciones del Generador de Pulsos con PUT.

En la figura 3.3.3 se observa las características del PUT. En ella las regiones de encendido y apagado están separadas por una región inestable, este dispositivo al igual que el UJT no puede permanecer en el estado inestable, simplemente se desplaza ya sea al estado apagado o al estado encendido estable.

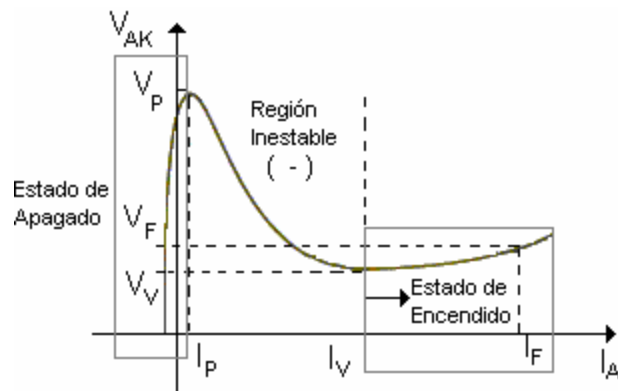


Figura. 3.3.3. Curva Característica del PUT

3.3.3. Diseño

Diseñar e implementar un circuito generador de pulsos sincronizado con la red utilizando un PUT que cumpla las siguientes condiciones:

Voltaje de salida del pulso: $V_{pulso} = 5V$

Ancho del pulso : $T_o = 400\mu$

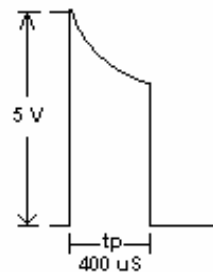
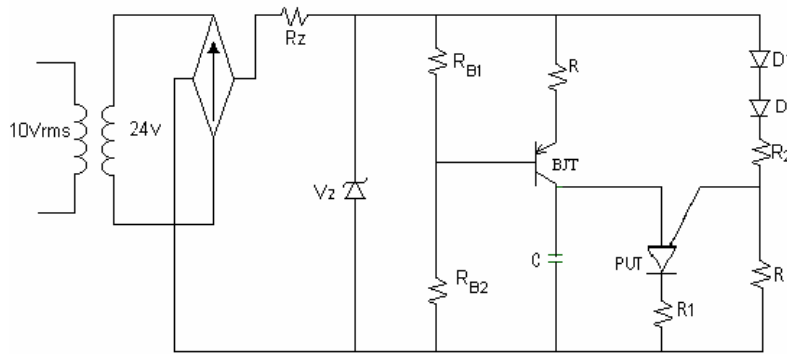


FIGURA 3.3.4. Condición de diseño

Para el montaje del siguiente circuito, se obtuvieron cada uno de las magnitudes de sus elementos en base a las condiciones de diseño.



FIGURAURA 3.3.5. Circuito Generador de Pulsos con compensación térmica

Cálculo de R1

Esta resistencia se calcula mediante la siguiente expresión:

$$t_p = C \cdot (r_{sat} + R_1) \cdot \ln \left(\frac{\frac{V_{PULSO} (r_{sat} + R_1)}{R_1} + V_T}{V_V} \right) = 400 \text{ mseg} ; \quad (E. 3.1)$$

donde:

t_p : ancho del pulso igual a 400mseg

Para la presente practica se tienen los siguientes datos, obtenidos de la hoja característica del fabricante y las condiciones de diseño :

De la hoja de características técnicas del fabricante del PUT 2N6027 se tiene un V_T típico de 0.35V.

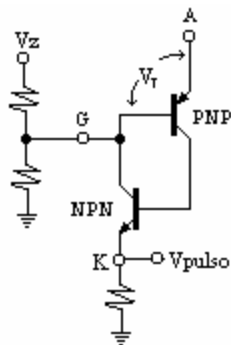


Figura. 3.3.6. Diagrama eléctrico equivalente del PUT.

Asumiendo un valor comercial para el capacitor de $C=1\mu\text{F}$; $V_T=0.6$ y $V_V=1.1\text{V}$, ahora calculando r_{sat} .

$$r_{sat} = \frac{V_F - V_V}{I_F - I_V} = \frac{1.5 - 1.1}{50mA - 18mA} = 8\Omega$$

Aplicando los datos anteriores en la ecuación 1 se obtiene:

$$400mseg = 1nF * (8 + R_1) * \ln \left(\frac{\frac{5V * (8 + R_1)}{R_1} + 0.35}{1.1V} \right)$$

$$R_1 = 240\Omega$$

Cálculo de Voltaje de Zener

De las condiciones de diseño se tiene $V_p = 5V$, donde el:

$$V_{pulsos} = \frac{(h_{PUT} \cdot V_Z - h_{V_D}) R_1}{R_1 + r_{sat}} = \frac{(0.65 * V_Z - 2 * 0.6V) * 240\Omega}{(240 + 8)\Omega} = 5V$$

despejando en función de V_Z tenemos que es igual a 9.8V, se escoge un valor de $V_Z = 10V$ para el zener.

Cálculo de R2 y R3

El cálculo de estas dos resistencias se realizó con la programación del η en 0.65, para tener concordancia con la practica anterior (UJT).

$$h = \frac{R_3}{R_3 + R_2} = 0.65; \text{ si asumiendo un valor de resistencia de } R_2 = 1.2 K\Omega \text{ y despejamos esta ecuación,}$$

el valor de R_3 será igual a 2228.5 Ω , se toma un valor comercial de 2.2K Ω .

Compensación térmica

Como se programó el η en 0.65, entonces se deben colocar unos diodos para compensación térmica.

El numero de diodos es igual al inverso del η .

$$K = \frac{1}{\eta} = \frac{1}{0.65} = 1.538 ; \text{ entonces realizando una aproximación por exceso se deben colocar dos diodos}$$

en el circuito. Se colocara el 1N4004.

Diseño del circuito desfasador

En la etapa del circuito desfasador se encuentra un capacitor en el cual la corriente que circula por él es:

$$I_c = C * \frac{dV}{dt}; dV = V_p - V_v \quad \text{donde} \quad I_c = C * \frac{V_p - V_v}{7.40ms}$$

en base a los ángulos máximo y mínimo de las condiciones de diseño, se obtiene un dt/max y un dt/min. Con el cual se establece la corriente colector máxima y mínima.

$$I_c (\text{min}) = C * \frac{V_p - V_v}{dt_{\text{max}}}; \quad I_c (\text{max}) = C * \frac{V_p - V_v}{dt_{\text{min}}}$$

$$\text{Donde } V_p = \frac{V_z * \eta * r_{BB}}{(R_1 + R_2 + r_{BB})} + V_D = \frac{10V * 0.65 * 6.1k\Omega}{(180 + 270 + 6.1k)\Omega} + 0.6 = 6.65V$$

y asumiendo un valor comercial para el capacitor de $1\mu F$, se tiene;

$$I_c (\text{min}) = \frac{6.65V - 1.2V}{7.40ms} * 1\mu F = 0.74mA$$

$$I_c (\text{max}) = \frac{6.65V - 1.2V}{0.92ms} * 1\mu F = 5.92mA$$

Se puede afirmar que la corriente de capacitor será aproximadamente igual a la corriente del colector, de tal forma que podemos determinar la resistencia de emisor máxima y mínima que se requiere en el circuito.

Aplicando L:V:K: se tiene: $R_E \cdot I_E = V_z - V_{th} - V_D$

Pero basados en las restricciones de la sección desfasadora, se tiene:

$$R_{E(\max)} \leq \frac{V_Z - V_{th} - V_D}{I_C(\min)}$$

$$R_{E(\min)} \geq \frac{V_Z - V_{th} - V_D}{I_C(\max)}$$

donde

$$R_{E(\max)} \leq \frac{10 - 3.57 - 0.6}{0.74 \text{ mA}}$$

$$R_{E(\max)} \leq 7915 \quad R_{E(\max)} \leq 7.5 \text{ k}\Omega \text{ comercial}$$

$$R_{E(\min)} \geq \frac{10 - 3.57 - 0.6}{5.92 \text{ mA}}$$

$$R_{E(\min)} \geq 984 \quad R_{E(\min)} \geq 1 \text{ k}\Omega \text{ comercial}$$

Para diseño se especifica un valor de voltaje de thevenin

En la gráfica 3.3.7 se observa el comportamiento del voltaje thevenin, escogiendo R_{B1} como variable.

El criterio para escoger el voltaje de thevenin es que sea mucho mayor que el voltaje de la juntura del diodo

($V_{TH} \gg 0.6 \text{ V}$), para estabilidad térmica del circuito.

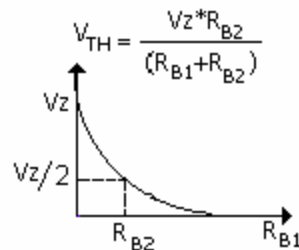


Figura 3.3.7. Determinación del voltaje de thevenin

Para el voltaje de thevenin en función de R_{B1} se tiene:

$R_{B1} = 0$ entonces el voltaje de thevenin es igual V_Z

$$R_{B1} = R_{B2} \text{ entonces } V_{TH} = \frac{V_Z}{2}$$

De lo anterior asumimos un valor de $V_{th} = 3.5 \text{ V}$

$$k = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \text{ de donde } V_{TH} = k * V_Z \text{ entonces :}$$

$$k = \frac{V_{TH}}{V_Z} = \frac{3.5}{10} = 0.35$$

Ahora

$$R_{TH} = \frac{R_{B1} * R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = k * R_{B1}$$

Asumiendo un valor para $R_{B1} = 1.8k\Omega$ y resolviend o se obtiene $R_{B2} = 970\Omega$ y se utiliza de $1k\Omega$.

Teniendo los valores de resistencia se procede a especificar el voltaje de thevenin real:

$$V_{TH} = \frac{V_Z * R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{10V * 1k\Omega}{(1.8k + 1k)\Omega} = 3.57V$$

Para garantizar que la $R_E \geq 100R_{th}/b_{dc}$

$$b_{dc(min)} > \frac{100R_{TH}}{R_{E(max)}} = \frac{100 * 642.86\Omega}{7915\Omega} = 8.12$$

$$b_{dc(min)} > 8.12 \quad I_{c(max)} = 5.92mA \quad V_{CE} = V_Z > 10V$$

Con estos resultados obtenidos se utiliza el 2n3905.

Cálculo del Circuito Recortador

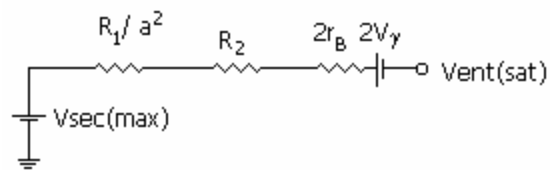


Figura. 3.3.8 Circuito equivalente del transistor.

De los datos del fabricante: Corriente Zener de trabajo (I_{ZT}) = 25mA.

Para el cálculo de R_Z se utiliza la siguiente expresión:
$$R_Z = \frac{V_{ent(min)} - V_Z}{I_{ZT} + I_{L(max)}}$$

$$V_{(max)} = 35 \text{ V} \quad V_{(min)} = \frac{2}{p} * V_{(max)} = 22.28 \text{ V}$$

$$R_Z = \frac{V_{ent(min)}}{I_{ZT} + I_{L(max)}} = \frac{22.28 - 10}{30mA + 41.51mA} = 171.74\Omega \text{ se utiliza una resistencia de } 150\Omega$$

$$P_{Dzener} = \left[\frac{V_{ent(max)} - V_Z}{R_Z} \right] * V_Z = \left[\frac{35 - 10}{150} \right] * 10 = 1.6W$$

$$P_{Dzener} = 2W$$

$$W_{R_Z} = \left[\frac{P_Z}{V_Z} + I_{L(max)} \right] * (V_{ent(max)} - V_Z) = \left[\frac{2}{10} \right] * (35 - 10) = 5W$$

Cálculo de la potencia de cada uno de los elementos

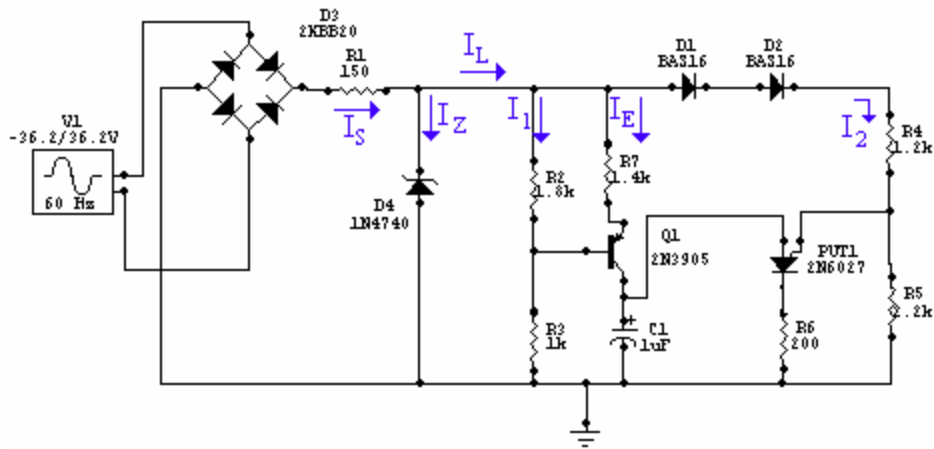


Figura.3.3.9 Corrientes del circuito generador de pulsos con compensación térmica

$$I_1 = \frac{V_Z}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{10V}{1.8k\Omega + 1k\Omega} = 3.57mA$$

$$I_2 = \frac{V_Z}{R_1 + R_2} = \frac{10V}{1.2k\Omega + 2.2k\Omega} = 2.94mA$$

$$I_E \cong I_{Cmax} = 6.4mA$$

$$P_{RB1} = R_{B1} * (I_1)^2 = 1.8k\Omega * (3.57mA)^2 = 22.94mW$$

$$P_{RB2} = R_{B2} * (I_1)^2 = 1k\Omega * (3.57mA)^2 = 12.74mW$$

$$P_{RE} = R_E * (I_{Cmax})^2 = 1.4k\Omega * (6.4mA)^2 = 57.34mW$$

$$P_{R1} = R_1 * (I_2)^2 = 1.2k\Omega * (2.94mA)^2 = 10.38mW$$

$$P_{R2} = R_2 * (I_2)^2 = 2.2k\Omega * (2.94mA)^2 = 19.03mW$$

Cálculo del voltaje del capacitor

$$V_c \geq 2V_p = 2 * 7.1 = 14.2 \quad \text{se escoge un voltaje comercial de 16 V}$$

3.3.4. Simulación

Circuito simulado (Figura. 3.3.10) con los valores según dados en el diseño no resulto entonces se procedio a cambiarlos los valores de resistencia que programan el PUT y estos son los resultados.

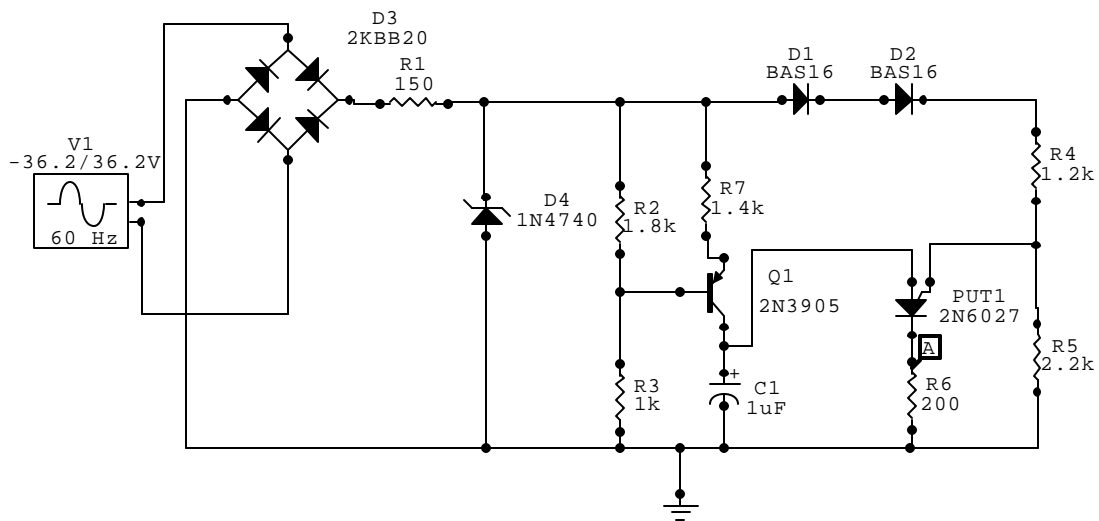
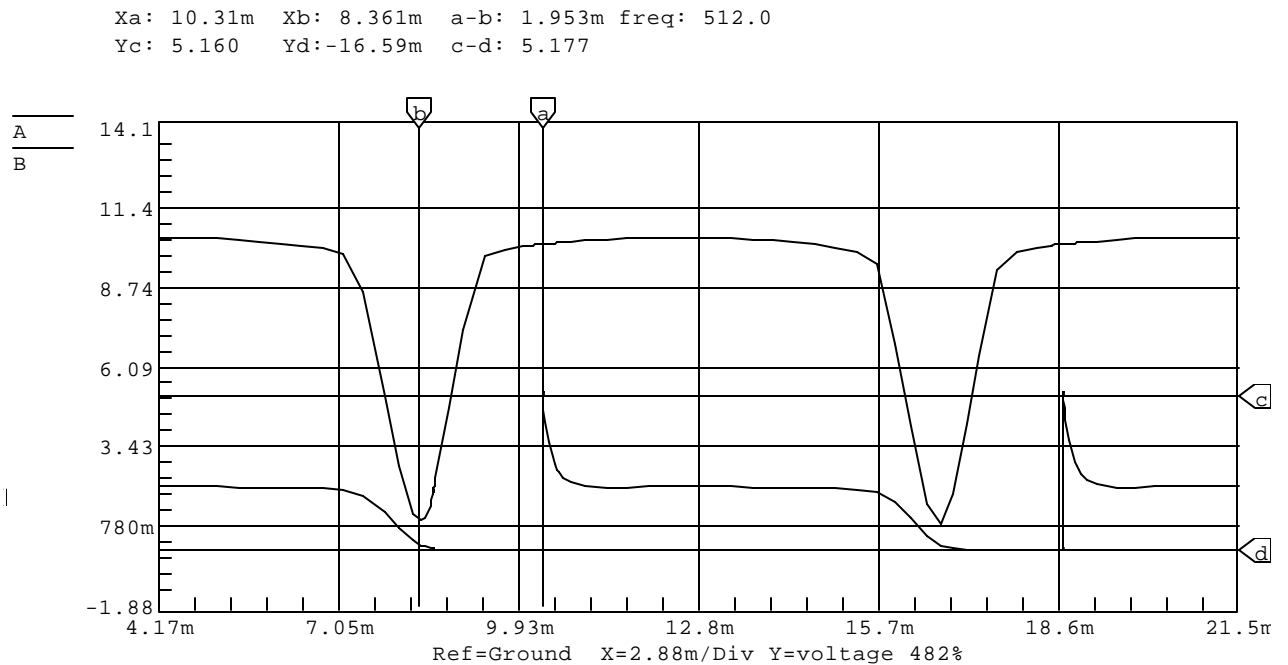


Figura. 3.3.10 Circuito Generador de Pulsos Sincronizado con la red

Para $R_E = 1KO$ se presento le siguiente resultado en la simulación (fig. 2), en ella se aprecia como el pulso esta a 1.9ms siendo esto un ángulo aproximado de 41° y un voltaje pico de 5.177V.



En la figura 3.3.12 se puede apreciar el ángulo máximo de desfasamiento, se puede apreciar A un tiempo de 7.36ms, correspondiente a un ángulo de 159° y el voltaje de salida del pulso se tiene una amplitud de 5.1V.

Para $R_E = 1.4KO$

En el desarrollo de esta simulación se determina que solo se cumple la condición para la resistencia mínima diseñada y que existe un altísimo margen de error entre lo diseñado y lo simulado con respecto a la resistencia máxima que se aplica en el emisor.

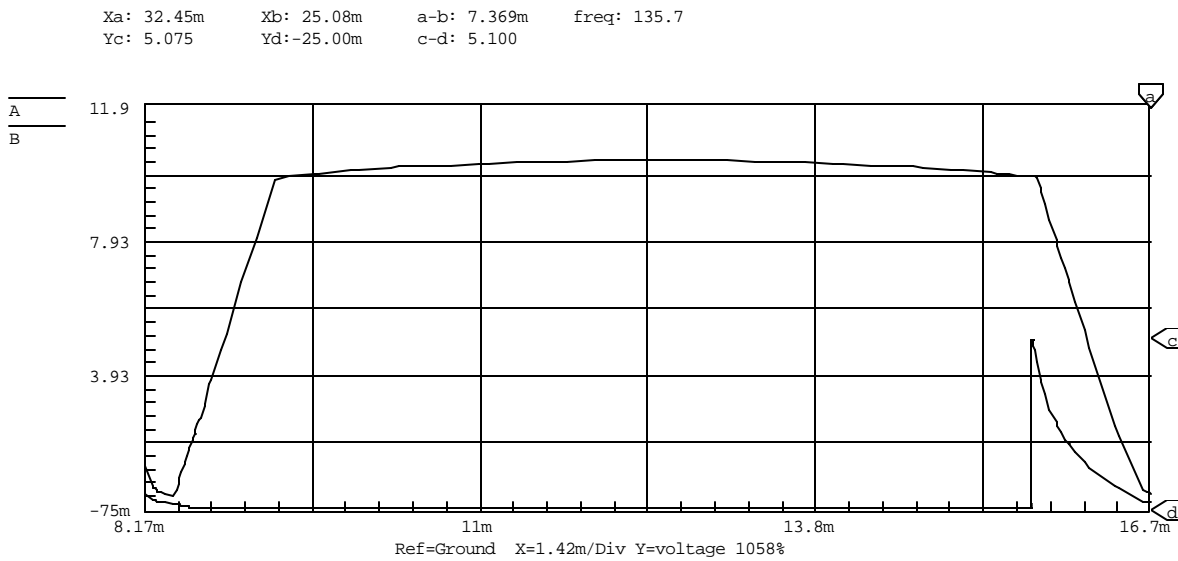


Figura. 3.3.12 Señal de ángulo máximo

En cada uno de los aspectos existe un margen de error mínimo, como son en el voltaje de salida del pulso, resistencia mínima, voltaje zener, tiempo de oscilación, voltaje de thevenin, ect,

3.3.5. Datos Tabulados

Se ratifica lo visto en la simulación, el valor calculado para la resistencia máxima no se cumplió y se presentaron los siguientes resultados, utilizando los valores que se empleó en la simulación mostrada en la figura 3.3.10.

PARÁMETRO	Valor Simulado	Valor Calculado	Valor Medido	%Error V Medido vs V Calculad
V_{MAX} (puente)	36.2v	36.2 v	36.2 v	0%
V_Z (sal. Recorte)	10 v	10 v	10.2 v	2%
θ_1 (mínimo)	21.4°	20°	23.6°	18%
θ_2 (máximo)	162.2°	157.7	160°	1.44%
V_p (condensador)	6.3 V	6.35v	6 v	5.8%
T_p (oscilación)	8.33ms	8.33ms	8.33ms	0%
V_{pulsos}	4.7 V	5 v	5	0%

t_p	397 μ s	400 μ s	390 μ s	2.5%
$\Delta\theta(\theta_{\max}-\theta_{\min})$	140.8	140°	133.7°	4.5%

Tabla 3.3.1 Datos simulados, calculados y experimentales

Porcentaje de error

$$|\%Error| = \frac{V_{MEDIDO} - V_{TEORICO}}{V_{TEORICO}} * 100$$

$$|\%Error| = \frac{10.2 - 10}{10} * 100 = 2\%$$

3.3.6. Análisis e Interpretación de Resultados

- El objetivo buscado se logro como se muestra el la tabla de datos experimentales, pero no se cumplió con las premisas de diseño correspondiente a la resistencia máxima empleada en el emisor del transistor. Este resultado se obtuvo tanto en la simulación como en el desarrollo de la practica, donde no se presentaba un encendido al dispositivo para que generase un pulso. La manera de obtener la resistencia máxima experimentalmente fue por intermedio de un potenciómetro. Donde se presento la variación que se esperaba de 140° para el pulso de salida.

3.3.7. Conclusiones

- Un circuito generador de pulsos que utilice un PUT tiene la ventaja que se le puede programar el η , lo que conlleva a que podemos variar la magnitud del pulso de salida únicamente cambiando una o dos resistencias (R_2 y R_3 en la figura 1), sin requerir que se cambie el dispositivo en si, como seria el caso si se empleara un UJT. El voltaje de pulso está en función de V_z , η y R_1 .
- La resistencia R_1 debe ser de magnitudes pequeñas debido a que a medida que va aumentando su valor, se nota en el pulso de salida una señal distorsionada, esto puede ocasionar un encendido erróneo en el dispositivo que se desea entre en conducción. Además la ventaja de la resistencia de magnitud pequeña radica en que son menos propensas a captar señales de ruido que distorsionan la señal de salida.

3.4. DISEÑO, SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN DE UN VARIADOR DE CORRIENTE ALTERNA MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA UTILIZANDO SCR.

Tiempo de duración: 90 min.

3.4.1. Objetivos

- Variar la tensión aplicada a una carga resistiva, por intermedio un circuito generador de pulsos sincronizado con la red que active un SCR.
- Visualizar y graficar la curva de tensión entre ánodo y cátodo del SCR.
- Obtener la corriente suministrada a la carga a diferentes ángulos de disparo.
- Graficar la tensión sobre la carga en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los obtenidos en forma teórica.

3.4.2. Equipos y Materiales

- Transformador 115 V_{rms} /18VV $_{\text{rms}}$.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 $\mu\text{S/cm}$ a 0.5 s/cm. Barrido 20 Mhz.
- Protoboard.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.4.3. MARCO TEORICO.

Consideremos el circuito de la figura 3.4-1a , con carga resistiva. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el ánodo del tiristor es positivo con respecto al cátodo por lo que se dice que el tiristor tiene

polarización directa. Cuando el tiristor T_1 se dispara, en $\omega t = \alpha$ el tiristor T_1 conduce, apareciendo a través de la carga del voltaje de entrada empieza a hacerse negativo, $\omega t = \pi$, el ánodo del tiristor es negativo con respecto al cátodo y se dice que el tiristor T_1 tiene polarización inversa; por lo que se desactiva. El tiempo desde que el voltaje de entrada empieza a hacerse positivo hasta que se dispara el tiristor en $\omega t = \alpha$, se llama ángulo de retraso o de disparo.

La figura 3.4-1b muestra la región de operación del convertidor, donde el voltaje y la corriente de salida tienen una sola polaridad. La figura 4-1c muestra la forma de onda de los voltajes de entrada, y de salida, así como de la corriente de carga y del voltaje a través de T_1 . por lo general, este convertidor no se utiliza en aplicaciones industriales por que su salida tiene un alto contenido de componentes ondulatorias de baja frecuencias . si f_s es la frecuencia de la alimentación de entrada, la frecuencia mas baja del voltaje de salida de la componente ondulatoria es f_s .

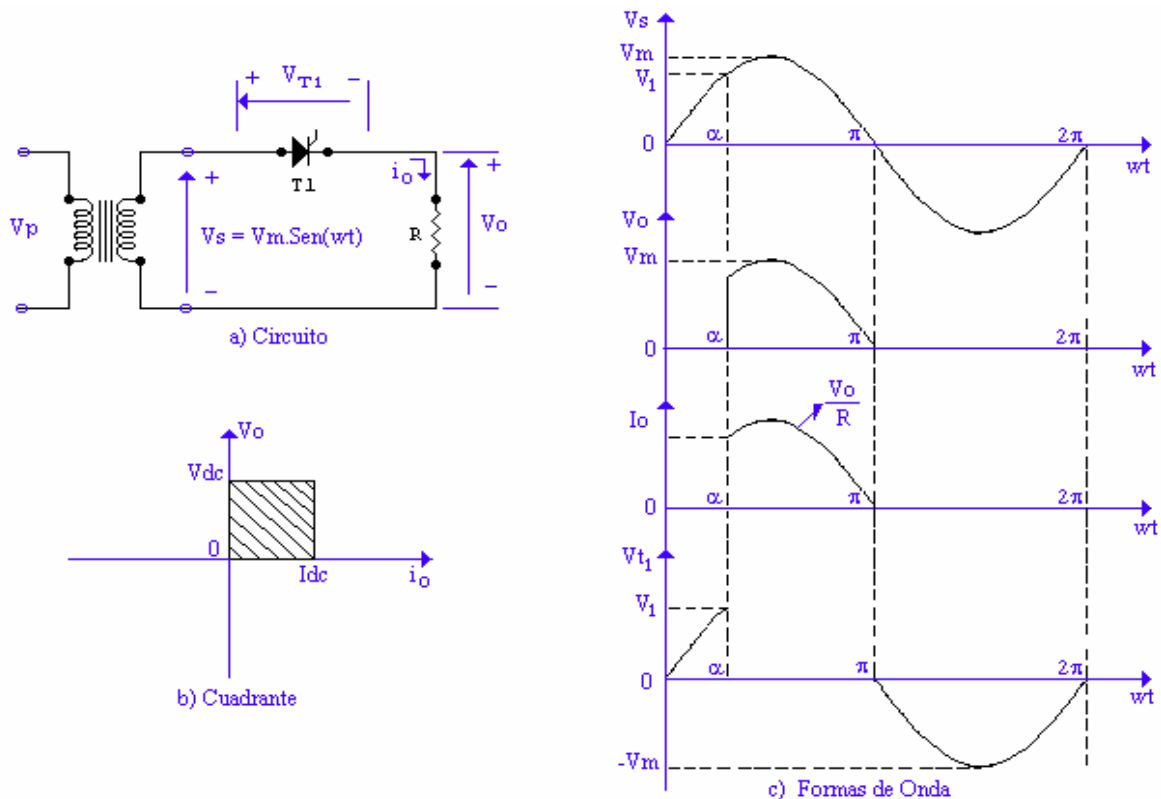


Figura. 3.4.1. Convertidor Monofásico de Tiristor con Carga resistiva

El voltaje de salida rms esta dado por

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{2p} \int_a^p V_m^2 \cdot \text{Sen}^2(\omega t) * d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{4p} \int_a^p 1 - \text{Cos}((2\omega t)) * d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{p} \left(p - a + \frac{\text{Sen}(2a)}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (\text{E. 3.4.1})$$

3.4.4. Diseño

Diseñar e implementar un circuito variador de corriente alterna monofásico, para alimentar una carga resistiva de 330 a una tensión de 131.6 V_{rms}, 60Hz y especificar la característica del tiristor.

Partiendo de la ecuación (4-4), se obtiene el voltaje rms, si la corriente máxima se da cuando el ángulo de disparo es 0°, se tiene que el V_{rms}=V_{max}/2, aplicando a una carga resistiva tenemos, I_{Rms} = V_{Rms} /R ; donde V_{Rms} = 131.6 V, R= 330 podemos determinar el valor de la corriente máxima que circulara por la carga.

$$I_{Rms} = \frac{V_{max}}{2\sqrt{2}R} = 1.99 \cong 2A \quad I_{Rms} = 131.6/330 = 3.98 ; \text{ por lo tanto la corriente máxima por el tiristor es}$$

de 2A aproximadamente porque el rectifica un solo ciclo de la señal.

Presistencia= V*I= 186.12 W; se utilizara 1 resistencia variable que tiene el laboratorio de 330/4A

La característica para seleccionar el tiristor deberá ser la siguiente:

$$V_{RWM} = 2V_p = 2*131.6*(2)^{1/2} = 372.22V$$

$$V_{DSM} = 3V_p = 3*131.6*(2)^{1/2} = 588.33V \text{ debido a que el valor del transitorio siempre debe ser mayor.}$$

$$I_{T(Rms)} = 2I = 2*2Amp = 4Amp$$

El circuito generador de pulsos que se utilizó fue el diseñado en la práctica anterior.

3.4.5. SIMULACION

En base al diseño se realizó la siguiente simulación y se obtuvieron los siguientes resultados, utilizando el circuito de la Figura 3.4.2.

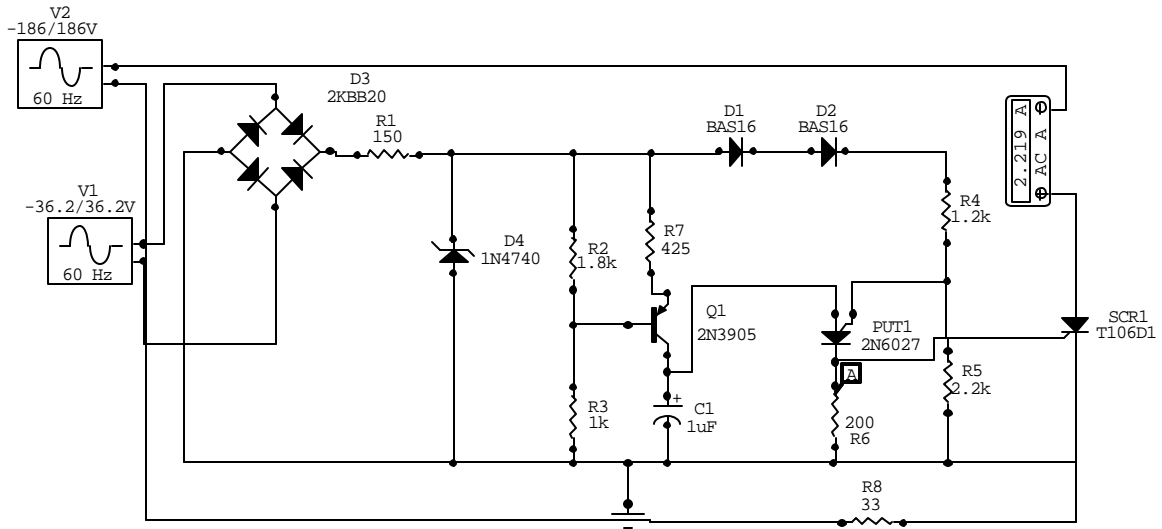


Figura. 3.4.2. Circuito Variador de Corriente Alterna Monofásico.

En la figura 3.4.3 se muestra el comportamiento del voltaje entre el ánodo - cátodo del SCR a un ángulo de 34° y el valor de la corriente es 2.2 Amp.

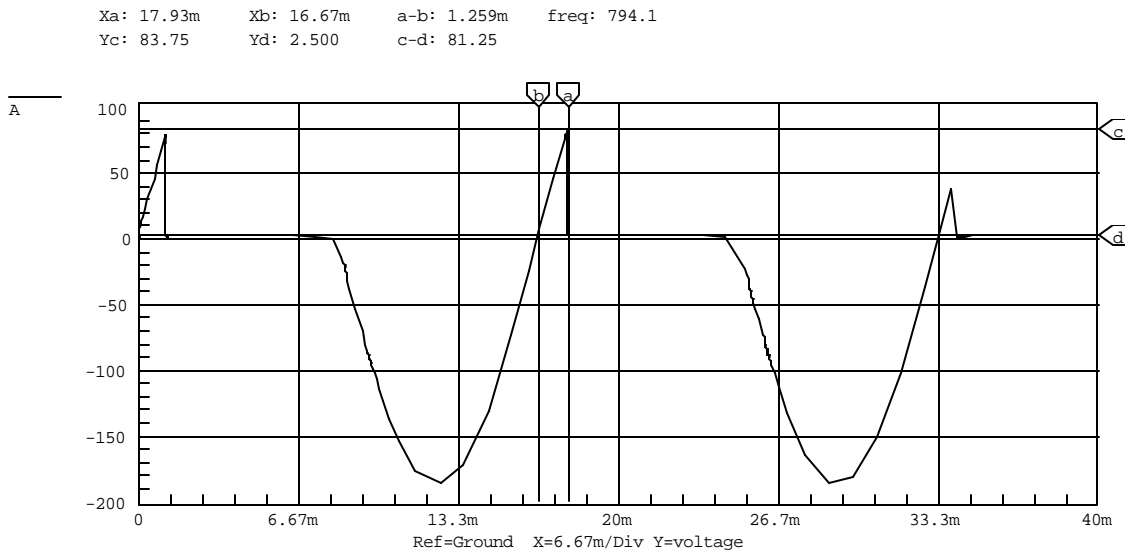


Figura 3.4.3. señal de tensión entre ánodo - cátodo del tiristor

la siguiente simulación mostrada en la figura 3.4.4. representa la forma de la señal de tensión en el ánodo - cátodo del tiristor, cuando se ha colocado una carga de 1.4KO en R_E y se observa durante la simulación una corriente de 0.51Amp.

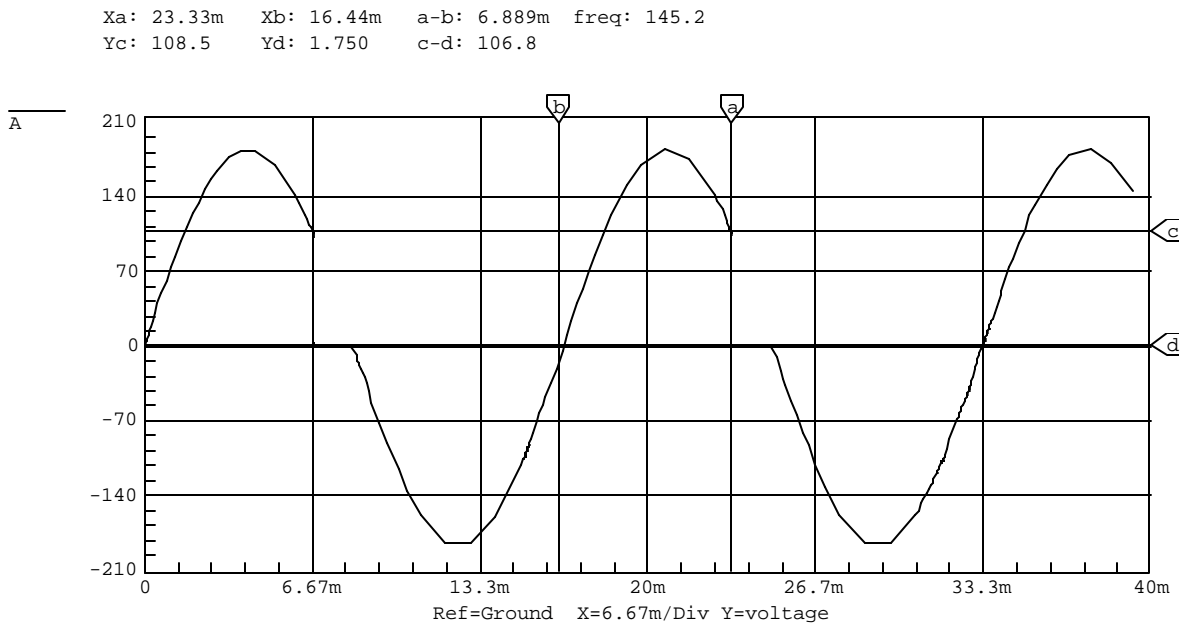


Figura 3.4.4. Tensión entre ánodo - cátodo.

3.4.6. Datos Tabulados

En la siguientes tablas se encuentran los datos obtenidos durante el desarrollo de la practica.

Ángulo de Disparo (°)	I _{rms} (A) Simulada	I _{rms} (A) Calculada	I _{rms} (A) medida	% Error I _{rms} med Vs I _{rms} cal
95	1.87	1.88	1.86	3.62
116.7	1.28	1.33	1.46	7.51
127.5	0.97	1.05	1.02	12.08
144.7	0.66	0.6	0.77	3.75
160	0.27	0.26	0.29	14.7

Tabla 3.4.1 Tabla de corrientes simuladas, calculadas y medidas

Ángulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error V _{rms} med Vs V _{rms} cal
95	61.74	62.07	61.38	3.62
116.7	41.86	44.05	48.18	7.59
127.5	32.17	34.57	33.66	12.08
144.7	21.75	19.96	25.41	1.41
160	9.21	8.74	9.57	14.70

Tabla 3.4.2. Voltajes Simulados, calculados y medidos

Con estos datos de corriente obtenidos experimentalmente se grafica la relación de I_{efMed}/I_{efmax} Vs ángulo de retardo, voltaje de línea Vs del ángulo de retardo.

Los datos calculados de las tablas anteriores se calcularon con la siguiente ecuación:

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} = \frac{Vm}{2R} \left[\frac{1}{p} \left(p - a + \frac{\text{Sen}(2a)}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (\text{E. 3.4.2})$$

$I_{ef_{med}}/I_{ef_{max}}$	0.467	0.367	0.256	0.193	0.0728
Ángulo de retardo	95	116.7	127.5	144.7	160

Tabla 3.4.3. datos de $I_{ef_{med}}/I_{ef_{max}}$ Vs ángulo de retardo

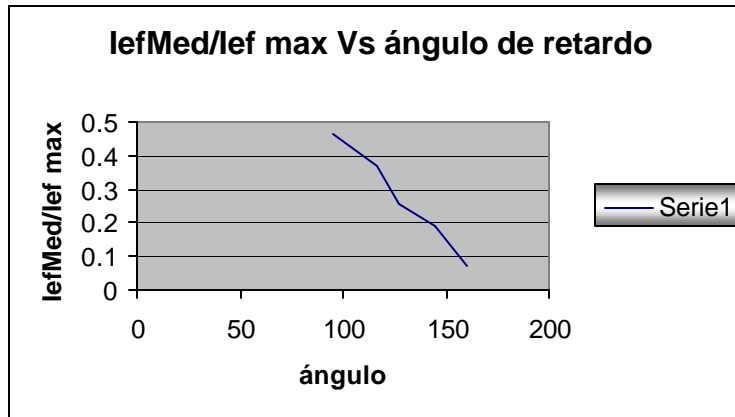


Figura 3.4.5. $I_{ef_{med}}/I_{ef_{max}}$ Vs ángulo de retardo.

Voltaje de carga	61.38	48.18	33.16	25.41	9.57
Ángulo de retardo	95	116.7	127.5	144.7	160

Tabla 3.4.4. Datos de voltaje de carga Vs ángulo de retardo

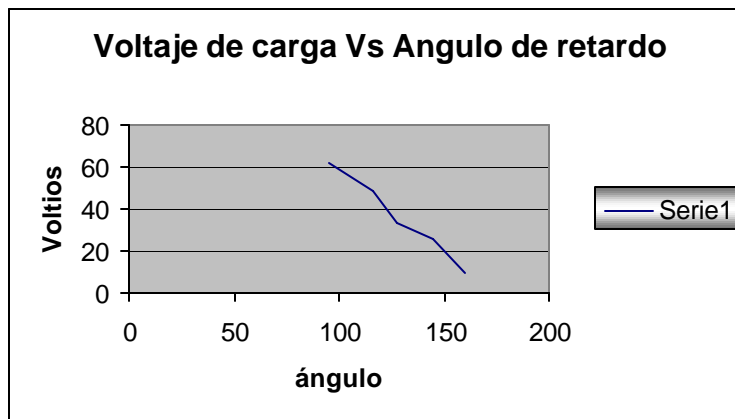


Figura 3.4.6. Voltaje de carga Vs ángulo de retardo.

3.4.8. Análisis e Interpretación de Resultados

- En la curva característica de control de un variador de corriente monofásico obtenida en la grafica de $I_{ef}/I_{ef_{max}}$ Vs α se observa el comportamiento dinámico aproximado del dispositivo que nos indica

cual sería su estado a un determinado ángulo, al igual forma de puede observa en la grafica de V_L Vs α donde se puede determina el nivel de tensión a un ángulo de disparo aplicado al dispositivo.

- El rango de variación del pulso, es el que proporciona el rango de energía suministrada a la carga debido a que el pulso aplicado a la puerta del SCR habilita la conducción o el estado de apagado del dispositivo. Como se puede observar en cada una de las gráficas obtenidas en el osciloscopio durante la practica. Además la mayor parte de la energía se transmite cuando el generador de pulsos se encuentra en el ángulo mínimo.
- El SCR solo recorta en el ciclo positivo la señal porque el dispositivo es accionado en este semiciclo y al realizar el cruce por cero el voltaje de la fuente hace que el dispositivo entre en estado de apagado. Además en el ciclo negativo el SCR se polariza en forma inversa impidiendo cualquier paso de corriente a la carga.

3.4.8. Conclusiones

- *En esta practica vemos que solo se esta trabajando en el semiciclo positivo y por ende se esta consumiendo como energía máxima el 50% de la energía que realmente puede entregar la red, esto debido a que el SCR en el semiciclo negativo se coloca en polarización inversa impidiendo cualquier paso de corriente hacia la carga, pero para solucionar este problema se debe colocar otro SCR para que se*

cebe en el semiciclo negativo y de esta forma se ambos semiciclos son utilizados para la entrega de energía a la carga.

- *El circuito generador de pulsos sincronizado con la red, tiene dispositivos (UJT, transistores, etc.) que su funcionamiento dependen de la temperatura, por tal motivo un cambio en ella produce un cambio en el ángulo de disparo y de hecho, un cambio en la corriente de la carga.*
- *Con el fin de controlar la energía que se entrega por la variación del puso que activa el estado de conducción del SCR, en la industria una aplicación sería, la puesta en marcha de un motor o de una maquina eléctrica que generalmente tienen problemas en el transitorio debido a los picos de corriente, entonces se suministra lentamente la energía y se evitarían estos problemas.*

- ***También se puede decir que la utilización del SCR para controlar la energía suministrada a una carga beneficia a la empresa por que limita la potencia en la carga sin perdida de potencia en forma de calor, llevando con esto al ahorro de energía.***

3.5 VARIADOR DE CORRIENTE ALTERNA MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA – INDUCTIVA UTILIZANDO TRIAC

Tiempo de duración: 60 min.

3.5.1. Objetivos

- Variar la tensión aplicada a una carga resistiva inductiva, por intermedio un circuito generador de pulsos sincronizado con la red que active un TRIAC.
- Visualizar y graficar la curva de tensión entre MT2 y MT1 del TRIAC.
- Obtener la corriente suministrada a la carga a diferentes ángulos de disparo.
- Graficar la tensión sobre la carga en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

3.5.2. Equipos y Materiales

- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Barrido 20 Mhz.
- Protoboard.

- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.5.3. Marco Teórico

3.5.3.1. Variador de corriente alterna monofásico

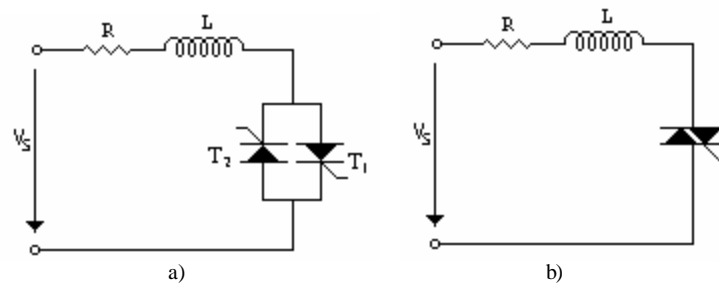


Figura 3.5.1. Circuito Variador de Corriente Alterna Monofásico con Carga RL a) Con SCR b) Con TRIAC.

Supongamos que el tiristor T_1 se dispara durante el semiciclo positivo y conduce la corriente de carga. Dada la inductancia del circuito, cuando el voltaje de entrada empieza a ser negativo, en $\omega t = p$, la corriente del tiristor T_1 no se reducirá a cero. El tiristor T_1 conducirá hasta que su corriente i_1 llegue a cero, en $\omega t = b$. El ángulo de conducción del tiristor T_1 es $\delta = \beta - \alpha$ y depende del ángulo de retraso α y del ángulo del factor de potencia θ . Las formas de onda de la corriente del tiristor se encuentran en la figura 3.5.2.

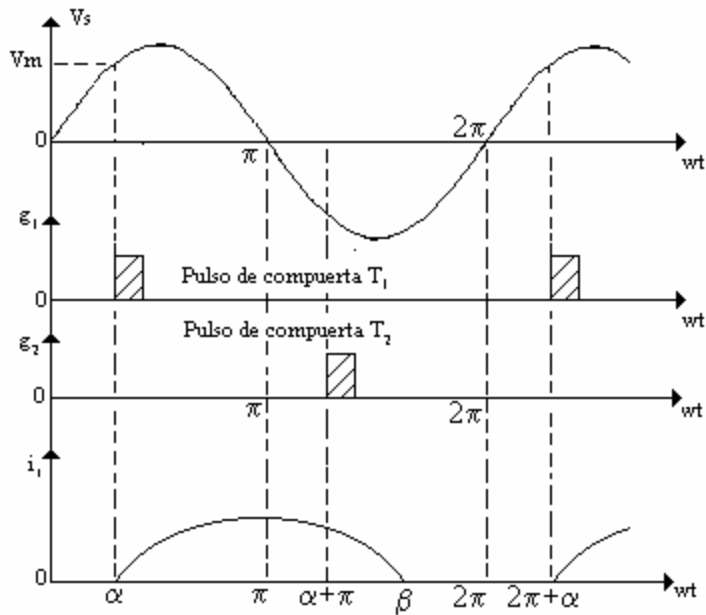


Figura 3.5.2. Formas de Onda Variador de Corriente Monofásico con Carga RL

si $v_s = \sqrt{2}V_s \text{sen}wt$ es el voltaje instantáneo de entrada y el ángulo de retraso del tiristor T_1 es α , la corriente del tiristor i_1 se puede determinar a partir de:

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = \sqrt{2}V_s \text{sen}wt \quad (\text{E. 3.5.1.})$$

la solución de la ecuación (E. 3.5.1.) es de la forma

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(wt - q) + A_1 e^{-(R/L)t} \quad (\text{E. 3.5.2.})$$

la impedancia de la carga es $Z = (R^2 + (\omega L)^2)^{1/2}$ y el ángulo de carga $\theta = \text{Tan}^{-1}(\omega L/R)$.

La constante A_1 se puede determinar a partir de la condición inicial en $wt = \alpha$, $i_1 = 0$.

De la ecuación 2, A_1 se determina como

$$A_1 = -\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(a - q) A_1 e^{-(R/L)(a/w)} \quad (\text{E. 3.5.3.})$$

la sustitución de A_1 en la ecuación 3 y la ecuación 2 proporciona

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} [\text{sen}(wwt - q) - \text{sen}(a - q) e^{-(R/L)(a/w-t)}] \quad (\text{E. 3.5.4.})$$

El ángulo b , cuando la corriente i_1 pasa por cero y el tiristor T_1 se desactiva, se puede determinar a partir de la condición $i_1(wt=b)=0$ en la ecuación 4, y esta dada por la relación:

$$\text{Sen}(b - q) = \text{Sen}(a - q)e^{(R/L)(a-b)/w} \quad (\text{E. 3.5.5.})$$

El ángulo b también es conocido como el ángulo de extinción, se puede determinar a partir de la ecuación trascendente y requiere de un método interactivo. Una vez conocido b , se puede determinar el ángulo de conducción δ del tiristor T_1 a partir de

$$\delta = b - \alpha \quad (\text{E. 3.5.6.})$$

El voltaje rms de salida

$$V_o = \left[\frac{2}{2p} \int_a^b 2V_s^2 \text{sen}^2 wt d(wt) \right]^{1/2}$$

$$V_o = \left[\frac{4V_s^2}{4p} (1 - \cos 2wt) d(wt) \right]^{1/2} \quad (\text{E. 3.5.7.})$$

$$V_o = V_s \left[\frac{1}{p} \left(b - a + \frac{\text{sen} 2a}{2} - \frac{\text{sen} 2b}{2} \right) \right]^{1/2}$$

3.5.3.1 Características de control

Para una carga resistiva e inductiva el valor de la I_{ef} depende del ángulo de retardo del disparo α , es decir, del control del variador de corriente monofásico, las curvas representadas en la figura 3.5.3. se llaman características de control.

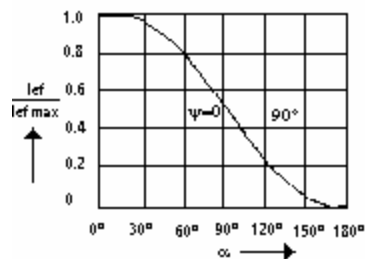


Figura. 3.5.3. Características de control de un variador de corriente monofásico para carga resistiva ($\psi=0^\circ$) y carga inductiva ($\psi=90^\circ$).

3.5.4. Diseño

Diseñar un circuito Variador de corriente alterna monofásico que se alimenta con una tensión de $124.3V_{Rms}$, un F.P. de 0.707 y que tiene una inductancia de $42.5mH$. determine los elementos a utilizar.

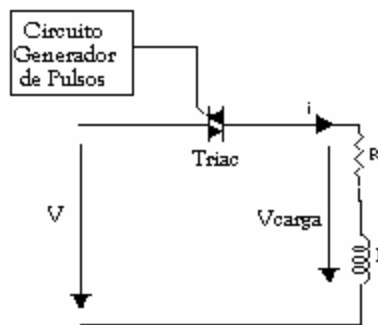


Figura 3.5.4. Circuito Variador utilizando TRIAC

El circuito generador de pulsos es el diseñado en la sección 3.3.

Selección del triac

Para seleccionar el TRIAC se tuvieron las siguientes consideraciones:

FP=0.707, por tal motivo se empleo la expresión $\frac{\omega L}{R} = 1 = \frac{2 * p * 60 * L}{R}$ donde $L=42.5mH$ y

resolviendo tenemos $R \cong 16\Omega$.

Voltaje de la línea $128 V_{Rms}$.

$$I_{Rms \max} = \frac{V_{linea}}{Z} = \frac{124.3V}{\sqrt{(16\Omega)^2 + (2 * p * 60 * 42.5mH)^2}} = 5.49A$$

por lo tanto $I_{T(rms)} > 2 * 5.49A = 11A$

Ahora con las premisas para la selección del TRIAC se escogió el ECG5645 que presenta las siguientes características de voltaje y corriente:

Voltaje entre ánodo - cátodo 600 voltios.

Corriente entre ánodo – cátodo 10 Amperios.

3.5.5. Simulación

En base al diseño se realizó la siguiente simulación y se obtuvieron los siguientes resultados, utilizando el circuito de la Figura 3.5.6.

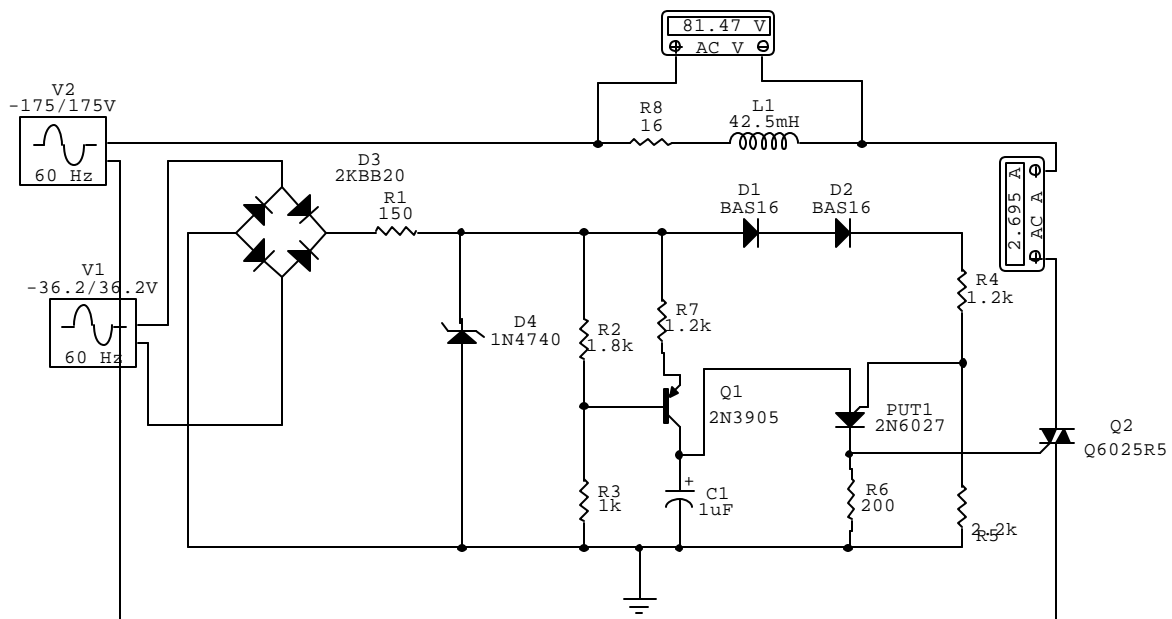


Figura. 3.5.5. Circuito Variador de Corriente Alterna utilizando un Triac

La siguiente grafica muestra la señal entre MT2 – MT1 del TRIAC, un ángulo de disparo de 34° , presentando en la simulación un tensión de $98.70V_{rms}$ y una corriente Rms sobre la carga de $3.42A$.

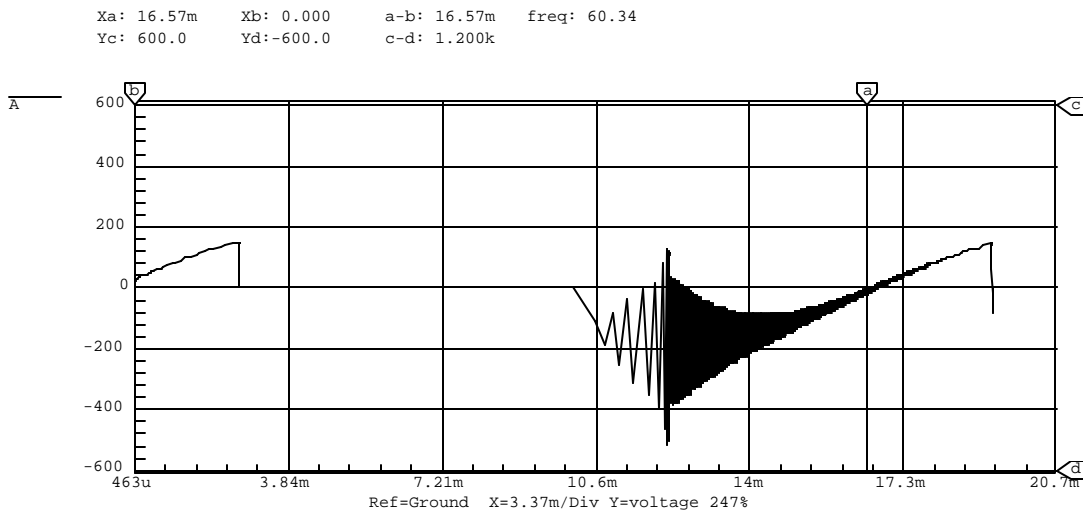


Figura 3.5.6. Señal de tensión entre MT1 y MT2.

3.5.6. Datos Tabulados

En las siguientes tablas se encuentran los datos experimentales obtenidos durante el desarrollo de la práctica.

Ángulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med} Vs V_{rms\ cal}$
64.83°	113.5	114.53	96	16.18
95.08°	89.3	90.67	88	2.94
108.05°	75.4	78.11	75	3.98
125°	58.6	61.60	57.7	6.33
129.65°	54.75	57.38	50	12.86

Tabla 3.5.1 Voltajes simulados, calculados y medidos

Ángulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med} Vs I_{rms\ cal}$
64.83°	5.01	5.06	4.6	9.90
95.08°	4.05	4.00	4.1	2.50
108.05°	3.43	3.45	3.2	7.24
125°	2.66	2.72	2.38	12.50
129.65°	2.48	2.53	2.20	13.04

Tabla 3.5.2 Corriente simulado, calculado y medida

Con estos datos de voltaje y corriente obtenidos experimentalmente se realiza la gráfica de la relación de $I_{ef}/I_{ef_{max}}$ vs Ángulo de retardo .

Los datos calculados de las tablas anteriores se calcularon mediante la ecuación (E.3.5.7).

$I_{ef_{med}}/I_{ef_{max}}$	0.838	0.747	0.583	0.433	0.4
Ángulo de retardo	64.83	95.08	108.05	125	129.65

Tabla 3.5.3 Corriente simulado, calculado y medida

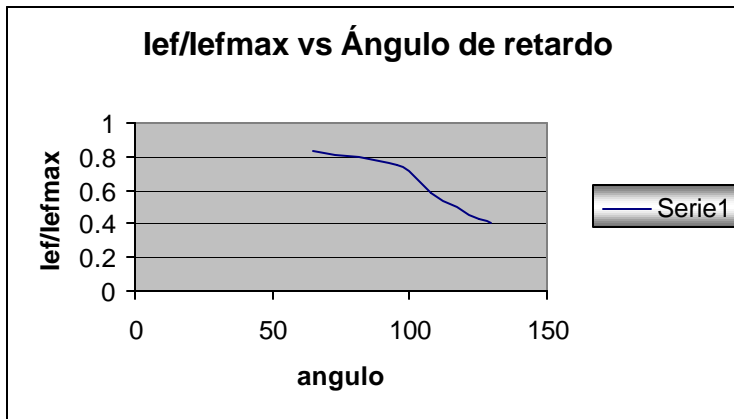


Figura 3.5.7. $I_{ef}/I_{ef_{max}}$ vs Ángulo de retardo.

3.5.7. Análisis e Interpretación de Resultados

- En la simulación se presenta una distorsión en la parte negativa de la grafica de tensión en los terminales de MT2 y MT1, pero en la practica se observa el recorte en forma simétrica y sin distorsión; En los demás datos correspondientes a voltaje Rms sobre la carga y corriente Rms, se aproximan a los obtenidos en los cálculos y en la experimentación. Esto se demuestra con los bajos porcentajes de error obtenidos.
- En la grafica de

3.5.8. Conclusiones

- Si se compara esta práctica con la anterior se tiene en común que: un TRIAC al igual que un SCR no requiere que siga circulando corriente por la compuerta una vez ha sido disparado y que en base a la características de control se puede emplear un SCR que controla un 50% y un TRIAC que controla un 100% de la energía transmitida a la carga.

3.6 VARIADOR DE C.A. TRIFÁSICO CON CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA Y NEUTROS COMUNES

Tiempo de duración: 60 min.

3.6.1. Objetivos

- Analizar el comportamiento de un variador de corriente alterna trifásico con neutros comunes.
- Visualizar y graficar la curva de tensión entre MT1 y MT2, de cada uno de los semiconductores de potencia.
- Visualizar la tensión sobre la carga en cada fase, en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

3.6.2. Equipos y Materiales

- Tres Transformadores.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.6.3. Marco Teórico

3.6.3.1. Variadores Trifásicos de Onda Completa

Los variadores unidireccionales, que contienen corriente de entrada de cd y un contenido de armónicas más alto debido a la naturaleza asimétrica de la forma de onda del voltaje de salida, no se utilizan normalmente en los impulsores para motores de ca; por lo general se utiliza un control bidireccional trifásico. El diagrama del

circuito de un variador trifásico de onda completa (o bidireccional), aparece en la figura 3.6.1, para una carga resistiva conectada en estrella. La operación de este variador es similar a la de un variador de media onda, excepto porque la trayectoria de la corriente de regreso está dada por los tiristores T_2 , T_4 y T_6 en vez de los diodos, la secuencia de disparo de los tiristores es $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$.

Si definimos los voltajes instantáneos de entrada por fase como:

$$V_{AN} = \sqrt{2}.V_s.\text{Sen}wt$$

$$V_{BN} = \sqrt{2}.V_s.\text{Sen}\left(wt - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right)$$

$$V_{CN} = \sqrt{2}.V_s.\text{Sen}\left(wt - \frac{4\mathbf{p}}{3}\right)$$

Los voltajes instantáneos de entrada de línea son:

$$V_{AB} = \sqrt{6}.V_s.\text{Sen}\left(wt + \frac{\mathbf{p}}{6}\right)$$

$$V_{BC} = \sqrt{6}.V_s.\text{Sen}\left(wt - \frac{\mathbf{p}}{2}\right)$$

$$V_{CA} = \sqrt{6}.V_s.\text{Sen}\left(wt - \frac{7\mathbf{p}}{6}\right)$$

Las formas de onda de los voltajes de entrada, los ángulos de conducción de los tiristores y los voltajes por fase de salida se muestran en la figura 3.6.2., para $\mathbf{a}=60^\circ$ y $\mathbf{a}=120^\circ$. Para $0 \leq \mathbf{a} \leq 60^\circ$, dos tiristores conducen inmediatamente antes del disparo de T_1 . Una vez disparado T_1 conducen tres tiristores. Un tiristor se desconecta cuando su corriente intenta invertirse. Las condiciones se alternan entre dos y tres tiristores en conducción.

Para $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$, solo conducen dos tiristores en todo momento. Para $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$, aunque conducen dos tiristores en todo momento, existen momentos en que ningún tiristor está activo. Para $\alpha \geq 150^\circ$ no hay ningún periodo para dos tiristores en conducción, haciéndose el voltaje de salida cero en $\alpha = 150^\circ$. El ángulo de retraso es: $0^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$.

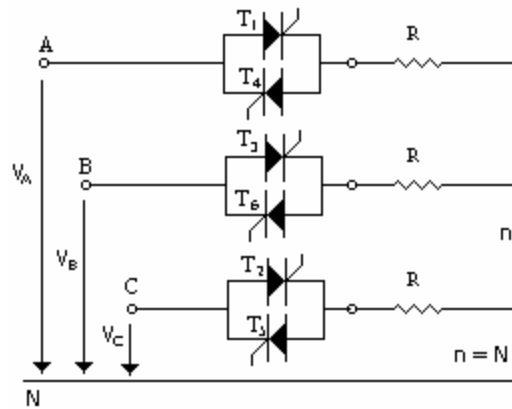


Figura 3.6.1. Controlador Bidireccional trifásico

Al igual que los controladores de media onda, la expresión del voltaje de fase rms de salida depende del rango de los ángulos de retraso. El voltaje rms de salida para una carga conectada en estrella se puede determinar como sigue. Para $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$:

$$V_0 = \sqrt{6} \cdot V_s \left[\frac{1}{p} \left(\frac{p}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{Sen}2\alpha}{8} \right) \right]^{1/2}$$

Para $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$:

$$V_0 = \sqrt{6} \cdot V_s \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{p}{12} + \frac{3 \text{Sen} 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \text{Cos} 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2}$$

Para $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$:

$$V_0 = \sqrt{6} \cdot V_s \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{5p}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{Sen} 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \text{Cos} 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2}$$

Los dispositivos de potencia de un controlador bidireccional trifásico se pueden juntar en una conexión, tal y como se muestra en la figura 6.3.

este arreglo también se conoce como control de amarre y permite el ensamble de todos los tiristores como una unidad.

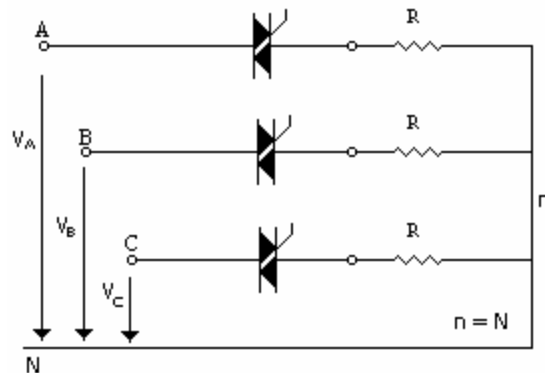


Figura 3.6.2. Diagrama del Control Bidireccional trifásico con carga resistiva y neutro comunes

3.6.4. Diseño

Diseñar un circuito Variador de corriente alterna trifásico que se alimenta con una tensión de $124.3V_{Rms}$ entre las fases y el neutro, un F.P. de 0.707 y que tiene una inductancia de 42.5mH. determine los elementos a utilizar.

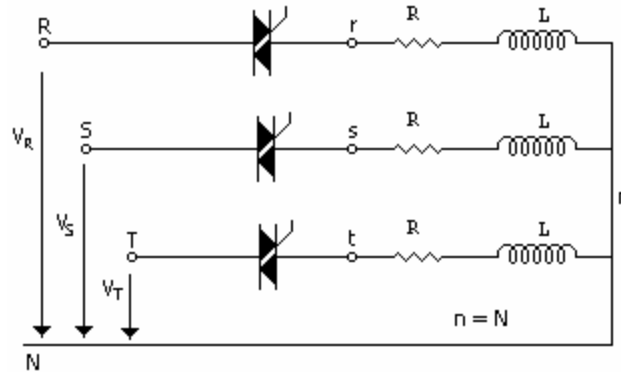


Figura 3.6.3. Circuito Variador Trifásico utilizando TRIAC

El circuito generador de pulsos que se utilizará en ésta práctica, es el diseñado en la sección 3.3.

El diseño se realizará para un variador monofásico, ya que el variador trifásico se comporta como tres monofásicos independientes.

Selección de los TRIAC.

Para seleccionar los TRIAC se tuvieron las siguientes consideraciones:

- FP=0.707, por tal motivo se empleo la expresión: $\frac{wL}{R} = 1 = \frac{2 * p * 60 * L}{R}$ donde L=42.5mH y

resolviendo tenemos $R \cong 16\Omega$.

- Voltaje de la línea 128 V_{Rms} .

$$I_{Rms\ max} = \frac{V_{linea}}{Z} = \frac{124.3V}{\sqrt{(160)^2 + (2 * p * 60 * 42.5mH)^2}} = 5.49A$$

por lo tanto $I_{T(rms)} > 2 * 5.49A = 11A$

Ahora con las premisas para la selección de los TRIAC se escogió el ECG5645 que presenta las siguientes características de voltaje y corriente:

- Voltaje entre ánodo - cátodo 600 voltios.
- Corriente entre ánodo - cátodo 10 Amperios.

3.6.5. Simulación

A continuación se muestra el circuito utilizado en la simulación.

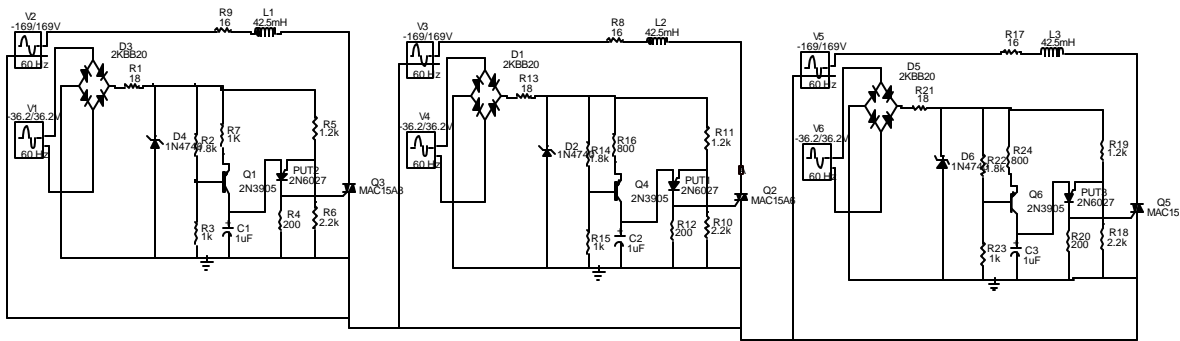


Figura. 3.6.4. Circuito Variador Trifásico utilizado en la simulación.

A continuación se muestran las graficas de corriente en la carga y voltaje entre MT1 y MT2.

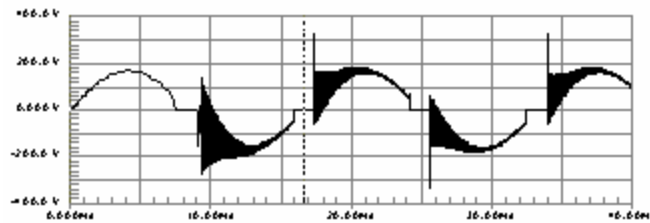


Figura. 3.6.5. Señal de tensión entre MT1 y MT2, del TRIAC 1.

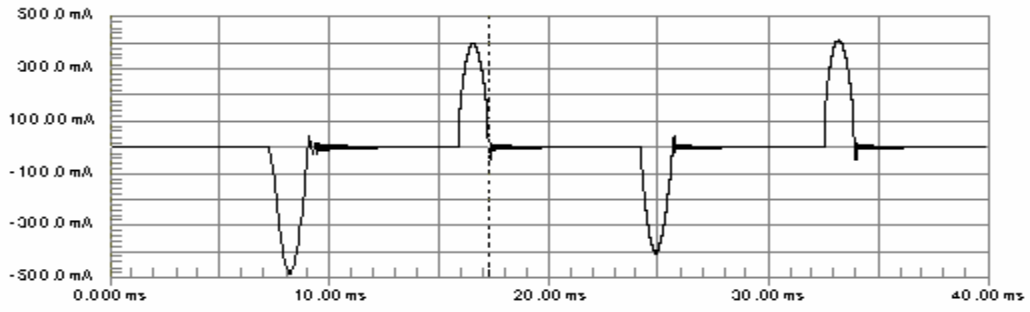


Fig. 3.6.6. Señal de corriente a través de la carga entre la fase R y neutro.

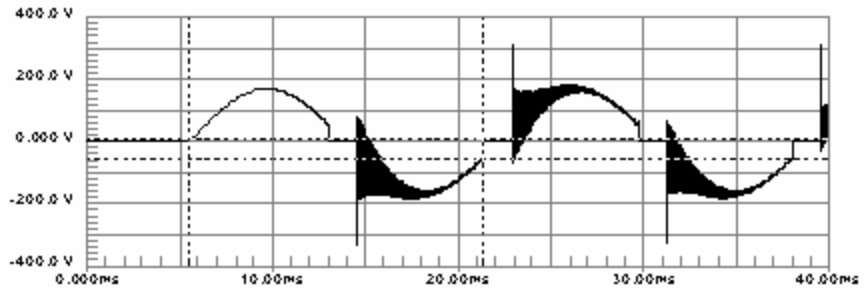


Fig. 3.6.7. Señal de tensión entre MT1 y MT2, del TRIAC 2.

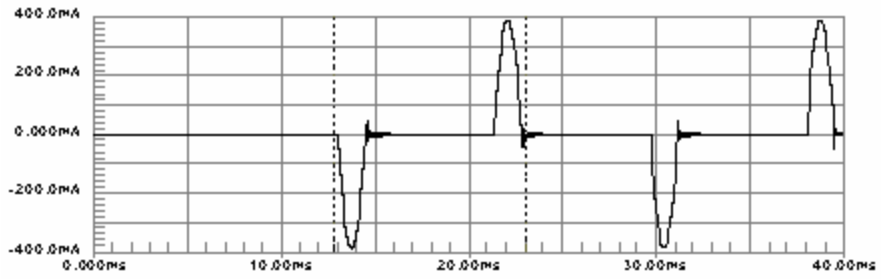


Fig. 3.6.8. Señal de corriente a través de la carga entre la fase S y neutro.

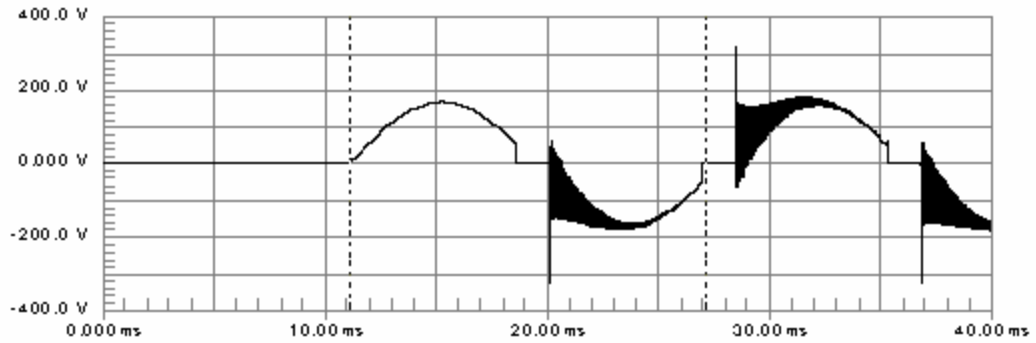


Fig. 3.6.9. Señal de tensión entre MT1 y MT2, del TRIAC 3.

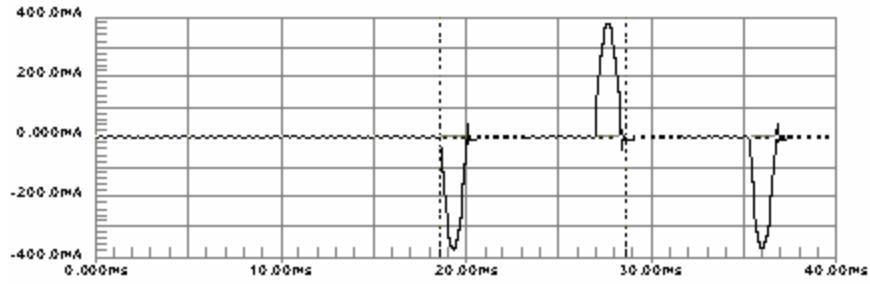


Fig. 3.6.10. señal de corriente a través de la carga entre la fase T y neutro.

3.6.6. Datos Tabulados

En la siguiente tabla se encuentran los datos experimentales entre las fases y neutro obtenidos durante el desarrollo de la práctica.

3.6.6.1. Tabla de Datos entre Fase R y Neutro

Ángulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med} Vs V_{rms\ cal}$
45°	120.4	124	116.7	3.47
88°	95.7	97.08	94.8	2.34
108.05°	72.5	78.10	75.3	3.58
125°	58.9	61.6	58.9	4.38
149.5°	42.6	43.14	40.8	5.34

Tabla 3.6.1. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase R y neutro

Ángulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med} Vs I_{rms\ cal}$
45°	5.29	5.47	4.97	9.14
88°	4.03	4.28	4.15	3.03
108.05°	3.27	3.45	3.52	2.02
125°	2.16	2.72	2.47	9.91
149.5°	2.10	1.90	2.03	6.84

Tabla 3.6.2. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase R y neutro.

3.6.6.2. Tabla de Datos entre Fase S y Neutro

Ángulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med}$ Vs $V_{rms\ cal}$
45°	120.4	124	121.6	1.93
88°	95.7	97.08	96.4	0.70
108.05°	72.5	78.10	74.5	4.65
125.15°	58.9	61.60	57.6	6.46
149.5°	42.6	43.14	41.2	4.49

Tabla 3.6.3. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase S y neutro

Ángulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med}$ Vs $I_{rms\ cal}$
45°	5.29	5.47	4.98	8.95
88°	4.03	4.28	3.99	6.77
108.05°	3.27	3.45	3.43	0.57
125.15°	2.16	2.72	2.56	5.88
149.5°	2.10	1.90	1.84	3.15

Tabla 3.6.4. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase S y neutro.

3.6.6.3. Tabla de Datos entre Fase T y Neutro

Ángulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med}$ Vs $V_{rms\ cal}$
45°	120.4	124	118.9	4.1
88°	95.7	97.08	95.7	1.4
108.05°	72.5	78.10	76.4	2.1
125°	58.9	61.6	59.7	3.0
149.5°	42.6	43.14	41.9	2.8

Tabla 3.6.5. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase T y neutro

Ángulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med}$ Vs $I_{rms\ cal}$
45°	5.29	5.47	5.27	3.65
88°	4.03	4.28	4.11	3.97
108.05°	3.27	3.45	3.38	2.02
125.15°	2.16	2.72	2.56	5.88
149.5°	2.10	1.90	1.94	2.10

Tabla 3.6.6. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase T y neutro.

3.6.7. Análisis e Interpretación de Resultados

Los resultados obtenidos experimentalmente son similares a la practica anterior, debido a que las mediciones se realizan entre las fases R, S y T con referente al neutro y los voltajes son prácticamente similares entre cada una de las fases y el neutro. Además de tener la misma carga para cada una de las fases, se tienen los valores de corriente y tensión similar debido a la utilización del mismo ángulo de disparo para los tres generadores de pulso.

Tanto en las simulaciones como en la parte experimental se demuestra el comportamiento que tiene esta configuración, es decir se tiene tres variadores de corriente monofásico y el efecto anterior se presenta por la ubicación de los neutros común para los tres variadores.

3.6.8. Conclusiones

El empleo de un Variador de corriente alterna con neutros comunes presenta un solo comportamiento para circuito monofásico y trifásico, de igual forma se podrá afirmar para circuito bifásico con neutros comunes, pero al cambiar la condición de neutros comunes se tiene que realizar unas nuevas consideraciones y establecer el nuevo comportamiento que asumiría el sistema.

3.7. CONVERTIDOR EN PUENTE ASIMETRICO MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA

Tiempo de duración: 90 min.

3.7.1. Objetivos

- Observar mediante la gráfica de tensión de salida la región de operación del puente monofásico asimétrico.
- Analizar el comportamiento del puente monofásico, cuando un grupo de conmutación esta conformado por diodos.
- Obtener la forma de la tensión V_d sobre la carga resistiva – inductiva.
- Obtener la gráfica de la corriente I_d en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

3.7.2. Equipos y Materiales

- Transformador.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Ancho de Banda de 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.7.3. Marco Teórico

3.7.3.1. Convertidor En Puente Rectificador Monofásico Semicontrolado o Mixto

También se suele usar una configuración en la que el ánodo de un diodo está unido al cátodo del otro, y los tiristores también irán conectados así

entre ellos, pero ocasiona problemas para controlar a los tiristores porque ambos tienen distinta referencia.

Durante el semiciclo positivo, el tiristor T_1 estará en polarización directa, y cuando el tiristor T_1 se dispara en $\omega t = \alpha$, la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T_1 y D_2 en el intervalo $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Cuando $\pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha)$ en el secundario habrá una tensión negativa, provocando el bloqueo de T_1 y que este y D_2 dejen de conducir, provocando la entrada en conducción del diodo volante D_3 , que se encargará de transferir la corriente a la carga. En el semiciclo negativo tendremos a T_2 en polarización directa y su conducción comenzará para $\omega t = \pi + \alpha$ hasta $\omega t = 2\pi$, conduciendo también D_2 .

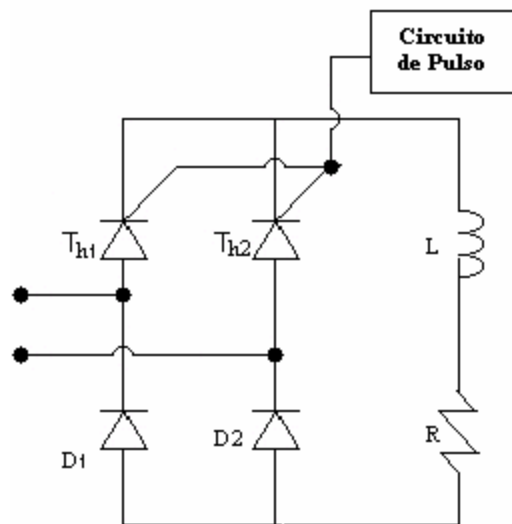


Figura.7.1. Diagrama de convertidor en puente asimétrico monofásico con carga resistiva-inductiva
En este montaje no hay posibilidad de obtener tensión negativa en la carga.

A continuación se representan las formas de onda obtenidas con este tipo de rectificador:

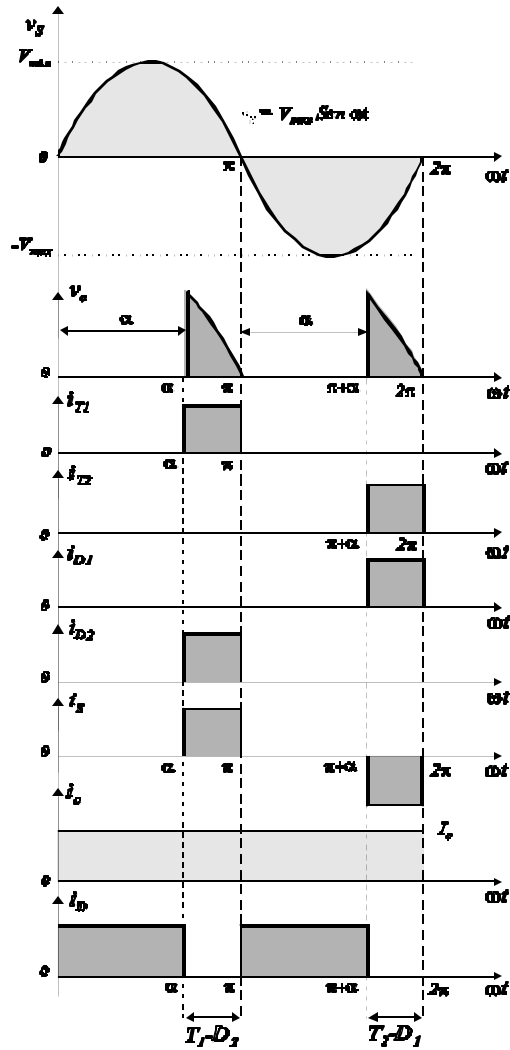


Figura 3.7.2. Formas de onda del puente rectificador.

Tensión media en la carga es:

$$V_{DC} = \frac{2}{2p} \int_a^p V_{\max} \text{Sen} \omega t \, d\omega t = \frac{V_{\max}}{p} (-\text{Cos} p + \text{Cos} a) = \frac{V_{\max}}{p} (1 + \text{Cos} a) \quad (\text{E.3.7.1})$$

y V_{DC} puede modificarse o variar, desde $2V_{\max}/\pi$, hasta 0 al variar α desde 0 hasta π . El voltaje promedio

máximo de la salida es $V_{dm} = (2V_{\max}/\pi)$, el valor normalizado de la tensión en la carga es:

$$V_{n(dc)} = \frac{V_{DC}}{V_{dm}} = 0,5(1 + \text{Cos} a) \quad (\text{E. 3.7.2})$$

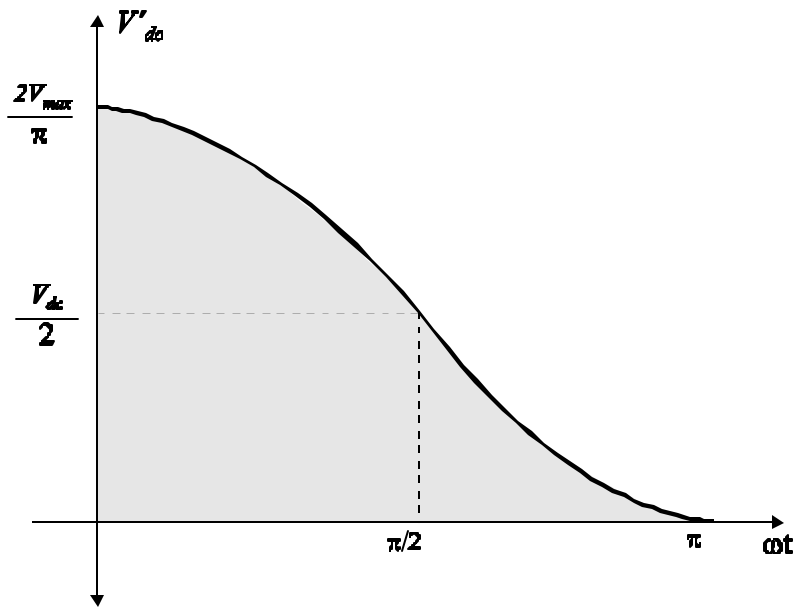


Figura 3.7.3 Característica de control del puente rectificador semicontrolado.

Tensión eficaz en la carga se determina a partir de:

$$V_{Rms} = \sqrt{\frac{2}{2p} \int_a^p (V_{\max} \text{Sen} \omega t)^2 d\omega t} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{p} \left(p - a + \frac{\text{Sen} 2a}{2} \right)} \quad (E.$$

3.7.3.)

3.7.4. Diseño

Dado un puente rectificador monofásico semicontrolado asimétricamente, al que se le suministra una tensión de $128V_{Rms}$ y posee una carga resistiva inductiva.

Donde: $L=42.5\text{mH}$ y $R=66\Omega$. Determine:

- a) La selección de los tiristores.
- b) Calcular en la carga la Tensión media y la corriente para los ángulos de disparo: 30°, 60°, 90°, 120°.

Solución

De la ecuación (E.3.7.3.) se tiene que el voltaje Rms promedio a la salida será máximo cuando alfa sea igual a cero° ($\alpha=0^\circ$). Teniendo como resultado el voltaje Rms promedio aplicado a la carga.

Entonces
$$I_{Rms} = \frac{V_{Rms}}{Z} = \frac{128V}{\sqrt{(66\Omega)^2 + (2p * 60Hz * 42.5 \times 10^{-3} H)^2}} = 1.88A \text{ mp};$$
 siendo este el

valor máximo de corriente promedio.

Como los dos grupos de conmutación que forman el puente conducirán durante medio período de la tensión de entrada, la corriente máxima que circula por cada tiristor es $\frac{1.88Amp}{2} = 0.94Amp$.

Como el voltaje de alimentación es de $128V_{Rms}$ entonces el V_{RRM}/V_{DRM} debe ser por lo menos 2 veces el de alimentación.

Entonces el tiristor debe tener una $I_{(Rms)}$ mayor a 0.94Amp y un máximo voltaje de ruptura repetitivo Inverso/Directo (V_{RRM}/V_{DRM}) de $256V_{Rms}$.

En base a lo anterior de escoge en ECG5437, que tiene $I_{(Rms)}$ de 8Amp. y V_{RRM}/V_{DRM} igual a $400V_{Rms}$.

b) Calcular en la carga la Tensión media y la corriente para los ángulos de disparo: 30°, 60°, 90°, 120°.

Con la ecuación 3.7.1, hallamos la tensión media en la carga para los distintos valores de α dados:

$$V'_{dc} = \frac{V_{\max}}{p} (1 + \cos \alpha), \text{ donde } V_{\max} = 127 \sqrt{2} = 179.6 \text{ V}$$

además se tiene :

$$Z = \sqrt{(66\Omega)^2 + (2 * p * 60\text{Hz} * 42.5\text{mH})^2} = 67.916\Omega$$

Utilizando la ecuación (E.3.7.1.) y el valor de la impedancia se obtienen los siguientes resultados en la tabla

3.7.1:

Ángulo α	30°	60°	90°	120°
V_{dc} Calculado	106.68 V	85.75 V	57.17 V	28.58 V
I_{dc} Calculada	1.57 A	1.26 A	0.841	0.42

Tabla 3.7.1. Resultado de los cálculos de Corriente y tensión promedio, para diferente ángulos de disparo

3.7.6 Simulación

En base al diseño se realizó la siguiente simulación y se obtuvieron los siguientes resultados, utilizando el circuito de la Figura 3.7.4.

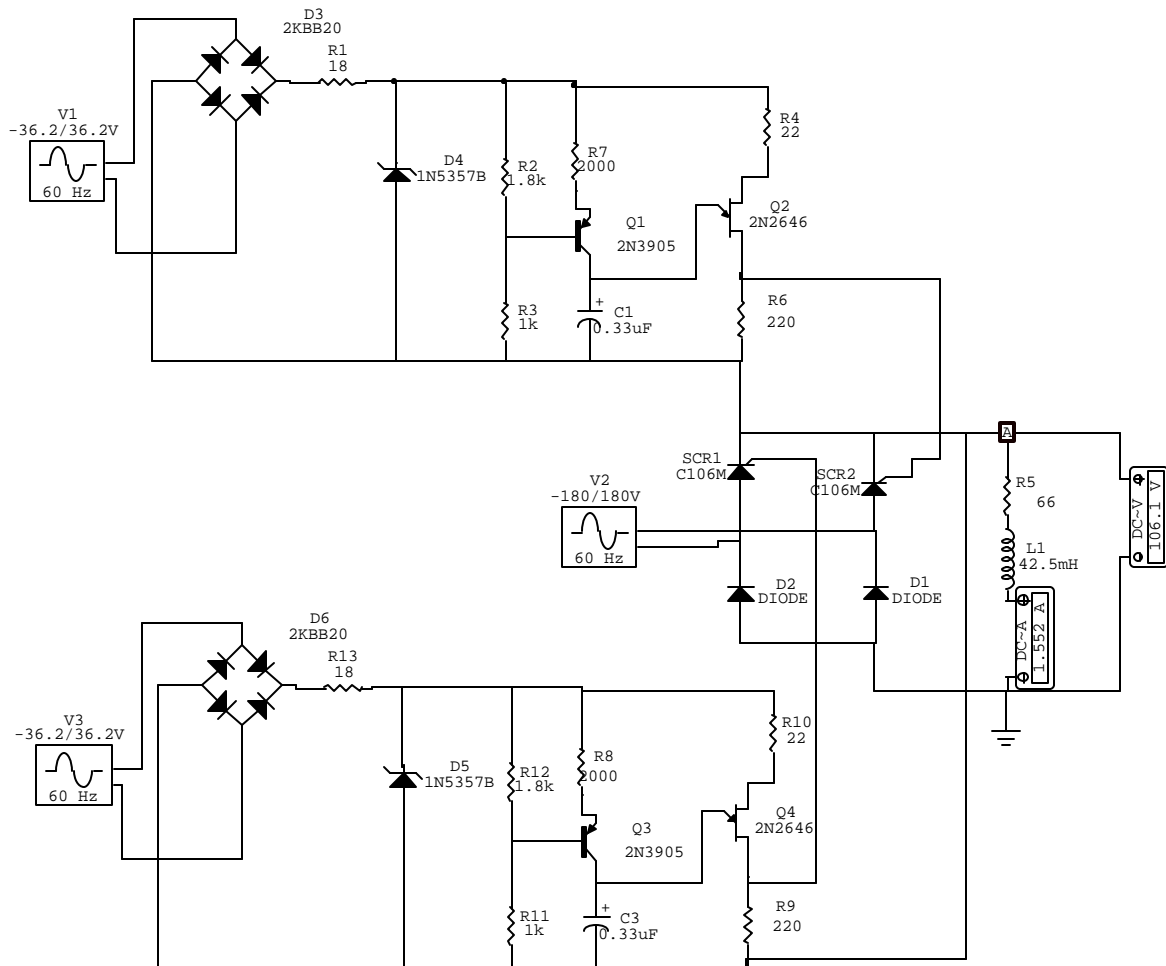


Figura 3.7.4. Puente monofásico asimétrico controlado simétricamente.

En la siguiente figura (3.7.5) se muestra la forma de tensión sobre la carga para un ángulo α igual a 30° , obteniendo un valor de 106.67V y 1.552A el valor de la corriente que circula por la misma.

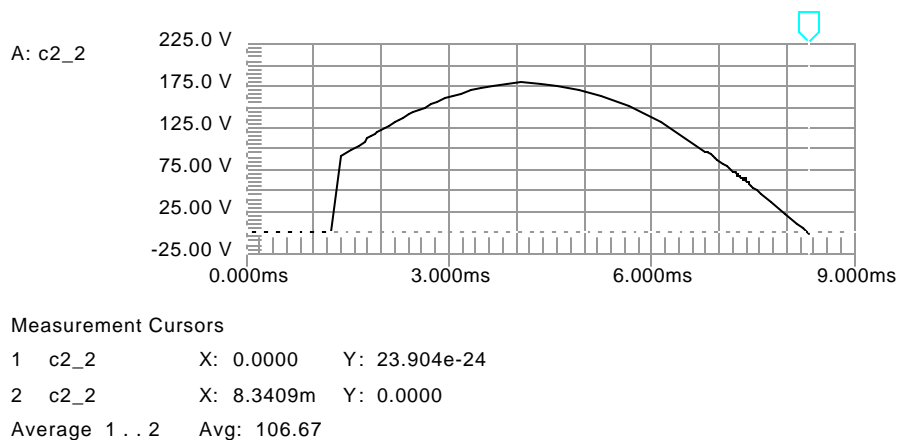


Figura 3.7.5. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 30°.

La siguiente simulación (Fig.3.7.6.) representa la forma de la señal de tensión en la carga para un ángulo de disparo de 60°, tiene como resultado 88.148V para la tensión y 1.25A para la corriente.

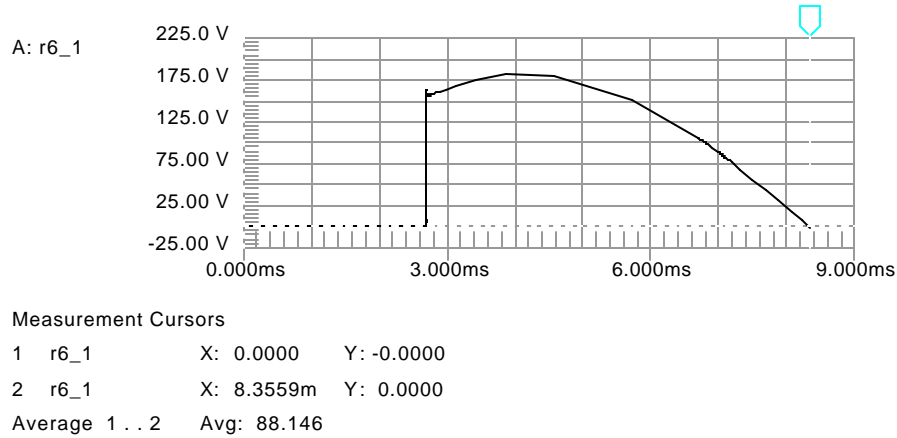


Figura 3.7.6. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 60°.

La siguiente simulación (Fig. 3.7.7.) representa la forma de la señal de tensión en la carga para un ángulo de disparo de 90°, tiene como resultado 57V para la tensión y 817.1mA para la corriente

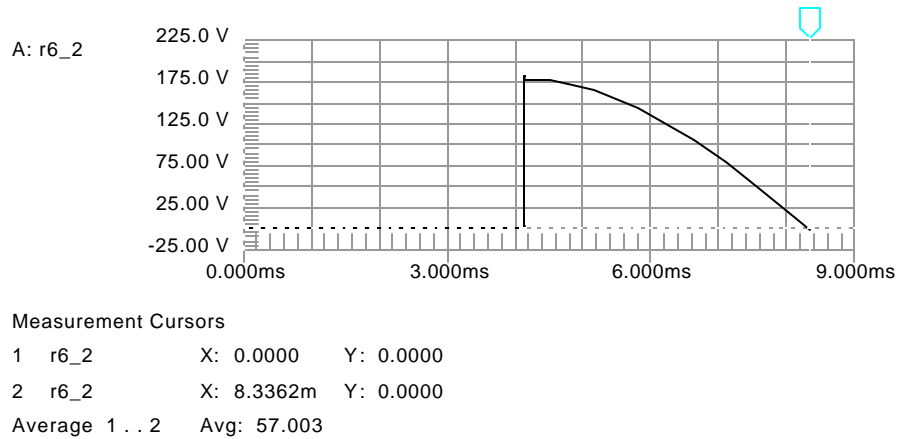


Figura 3.7.7. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 90°.

La siguiente simulación (Fig. 3.7.8.) representa la forma de la señal de tensión en la carga para un ángulo de disparo de 120°, tiene como resultado 27.902V para la tensión y 410.8mA para la corriente.

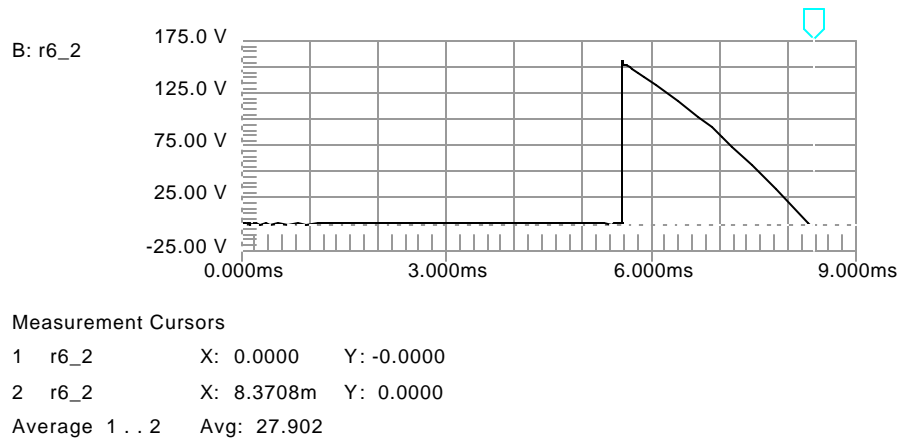


Figura 3.7.8. Señal de tensión en la carga para un ángulo de 120°.

3.7.6. Datos Tabulados

En la tabla 3.7.1 y 3.7.2 se encuentran los datos experimentales obtenidos durante el desarrollo de la práctica.

Ángulo de Disparo (°)	I _{DC} Simulado	I _{DC} Calculado	I _{DC} medido	% Error I _{rms} med Vs I _{rms} cal
30	1.559A	1.57A	1.5A	4.45
60	1.25A	1.26A	1.25A	0.79
90	817.1mA	841mA	896mA	6.54
120	410.8mA	420mA	418.4mA	0.38

Tabla 3.7.2. Corrientes Simuladas, Medidas y Calculadas

Ángulo de Disparo (°)	V _{DC} (V) Simulado	V _{DC} (V) Calculado	V _{DC} (V) medido	% Error V _{rms} med Vs V _{rms} cal
30	106.67	106.68	106.74	0.056
60	88.148	85.75	89.72	4.63
90	57	57.17	56.2	1.69
120	27.902	28.58	27.3	4.47

Tabla 3.7.3. Voltajes Simulados, Medidas y Calculados

Con estos datos de corriente obtenidos experimentalmente se gráfica la relación de voltaje Vs el ángulo de retardo, y corriente Vs ángulo de disparo.

3.7.7. Análisis e Interpretación de Resultados

Se puede apreciar que los porcentajes error son pequeños, indicando que el posible error esta en realizar un disparo preciso para que entre en funcionamiento el grupo de conmutación conformado por los tiristores. Además se aprecia en la grafica de tensión sobre la carga que esta no incursiona sobre la región negativa, debido a que en grupo de conmutación formado por los diodo lo impide.

3.7.9. Conclusiones

- *Se optó por colocar dos circuitos generadores de pulso de iguales características porque a la salida de estos se presenta un nivel DC, que fue eliminado con la colocación de un capacitor en serie, como se aprecia en el diagrama de la figura 3.7.4 y esto produjo disminución en la energía necesaria para activar los tiristores.*

- ***La colocación de estos diodos en vez de tiristores en el puente monofásico asimétrico hace que el montaje cuando se realice una aplicación en la industria, se reduzcan los costos. Además disminuye el tamaño del circuito de control debido a que los dos diodos operan en conmutación natural a un ángulo de conducción de 0° idealmente.***
- La desventaja del empleo del puente monofásico radica en el control de la energía suministrada a la carga, debido al control que se realiza es simétrico dando esto una aplicaciones bastante específicas como rectificación de la señal alterna en una fuente conmutada, entre otras y no se puede descartar que la característica de los puentes asimétricos es la de no trabajar en la región negativa (ondulador).

3.8. VARIADORES DE CORRIENTE CONTINUA

Tiempo de duración: 60 min.

3.8.1. Objetivos

- Obtener la forma de la tensión V_d sobre la carga, variando el ciclo útil de un generador de pulsos.
- Analizar el comportamiento del variador dc, cuando el circuito de conmutación es un Mosfet.
- Observar la variación de la corriente I_d , el voltaje V_d , en función de la frecuencia y el ciclo útil.

- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

3.8.2. Equipos y Materiales

- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.8.3. Marco Teórico

3.8.3.1. Variadores De La Tensión Continua

Para variar una corriente continua proveniente de una fuente de tensión continua constante, es necesario utilizar el principio del troceador, es decir, conectar y desconectar la carga periódicamente. Esto es posible con un variador de corriente continua de pulsación. Para el estudio del funcionamiento se utilizará el montaje de la figura 3.8.1

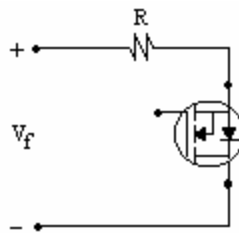


Figura. 3.8.1 Montaje de un Variador de Corriente Continua

Durante el periodo de conexión t_c la tensión V_s es igual a la de la fuente y la corriente i_c corresponde a la corriente i_s que circula por la carga.

Si el periodo de conexión es t_d , la tensión V_s es nula y la corriente i_e se anula.

Sea t_e la duración de la conexión y t_d la duración de la desconexión.

El valor medio de la tensión continua en bornes de la carga se obtiene mediante

$$V_{dc} = \frac{t_e}{t_e + t_d} Vf \quad (\text{E. 3.8.1})$$

El valor medio de la corriente continua en bornes de la carga se obtiene mediante

$$I_{dc} = \frac{t_d}{t_e + t_d} If \quad (\text{E. 3.8.2})$$

El valor medio de la tensión V_{dc} depende de la duración de la conexión t_e y de la desconexión t_d , como se ha deducido fácilmente de la ecuación 3.8.1.

Para hacer variar la tensión continua es necesario hacer modificar los valores t_e y t_d . Con este fin existen distintas posibilidades, por una parte la variación directa de las duraciones t_e y t_d mediante una modulación de impulsos en duración o en frecuencia y por otra parte influenciando indirectamente las duraciones t_e y t_d mediante una regulación de la corriente continua, con la ayuda de un regulador de dos posiciones.

Todos estos modos de variación de la tensión continua tienen una influencia sobre el rizado de la corriente continua i_s . A fin de que la ondulación de corriente permanezca pequeña, es necesario que el periodo de la pulsación sea pequeño. La frecuencia de pulsación debería ser lo más elevada posible. Por otra parte, con una frecuencia de pulsación f_p elevada las pérdidas de conmutación en el caso real tomarían una importancia inadmisibles.

3.8.3.2. Característica Ideal

Actuando sobre la reacción de conexión $t_e/(t_e + t_d)$. Es posible variar la tensión continua V_d en bornes de la carga. Según la ecuación 3.8.1 se trata de una relación lineal cuya característica ideal se representa en la Figura. 3.8.2. Esta característica es independiente de la corriente continua I_d .

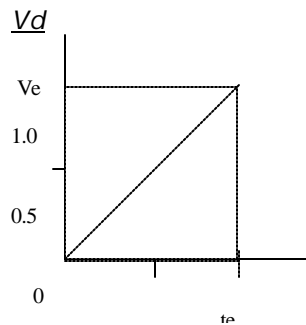


Figura. 3.8.2. Característica ideal de un variador de corriente continua

3.8.3.3. Modulación De Impulsos En Duración

En el caso de la modulación de los impulsos en duración, la frecuencia f_p permanece constante. Se varia la duración de la conexión t_e actuando simultáneamente sobre la duración de la desconexión t_d de tal manera que la suma de $t_e + t_d$ que corresponde al periodo de pulsación $T_p = 1/f_p$ permanezca constante (véase la figura 3.8.3.)

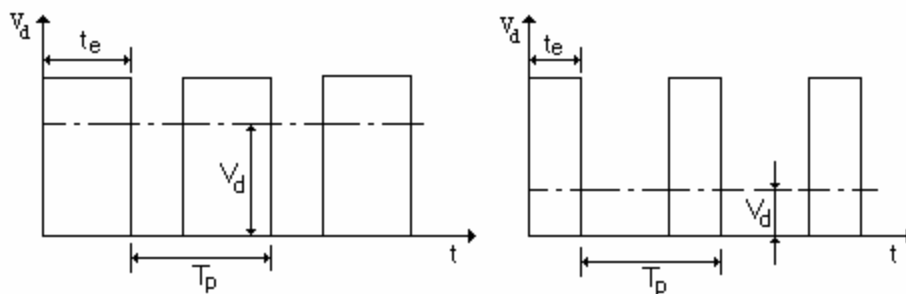


Figura. 3.8.3. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Duración (Periodo de pulsación T_p constante)

3.8.3.3. Modulación En Impulsos En Frecuencia

En el caso de la modulación de los impulsos en frecuencia, la duración de la conexión t_e se mantiene constante variando la duración de la desconexión t_d y en consecuencia el periodo de pulsación T_p (figura 3.8.4). esto implica una variación de la frecuencia de la pulsación f_p .

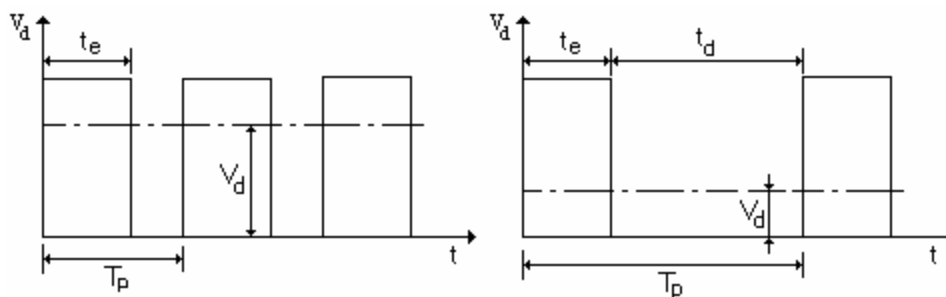


Figura. 3.8.4. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Frecuencia (Tiempo de conexión t_e constante)

Para disminuir la tensión continua V_{dc} , es necesario disminuir la frecuencia de pulsación f_p . Esta ultima está limitada hacia abajo, para evitar una ondulación de la corriente continua demasiado elevada.

Otra posibilidad de la modulación de los impulsos en frecuencia consiste en tener constante la duración de la desconexión t_d y variar la duración de la conexión t_e y en consecuencia el periodo de pulsación T_p (Figura. 3.8.5), interviniendo sobre la frecuencia de pulsación f_p .

Para disminuir la tensión continua de salida es necesario, en este caso, aumentar la frecuencia de pulsación f_p .

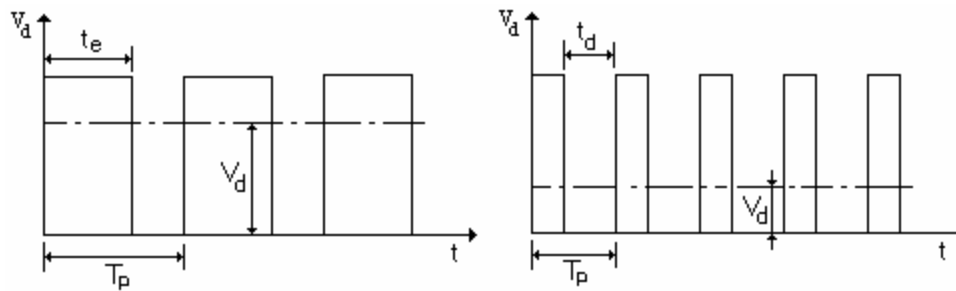


Figura. 3.8.5. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Frecuencia (Tiempo de desconexión t_d constante)

3.8.4. Diseño

Dado el circuito de la figura 3.8.6, en donde: $V_F = 12$ dc y $R = 6$ O

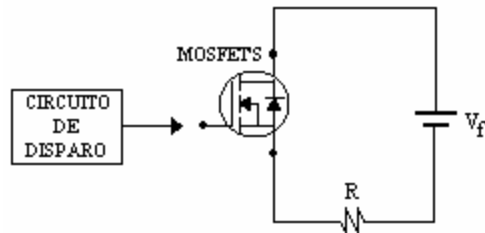


Figura. 3.8.6. Circuito Variador DC

Se pide:

1. Diseñar un circuito de control para obtener un tren de pulsos. Que cumpla con las siguientes condiciones:
 - a. La duración del periodo sea de 1ms.
 - b. Variar el ciclo útil del pulso.
2. En base al circuito generador de pulsos colocar el ciclo útil en los siguientes porcentajes y llenar la tabla 3.8.1.

Porcentaje del ciclo útil	Voltaje Calculado	Corriente Calculada
20%		
40%		
60%		
80%		

Tabla 3.8.1. Voltaje de salida a diferentes ciclos útil

3. Con el generador variar la frecuencia del tren de pulsos a los siguientes rangos y colocando el ciclo útil a un 50%, llenar la tabla 3.8.2.

Frecuencia	Voltaje Calculado	Corriente Calculada
10 Hz.		
100 Hz.		
500 Hz.		
1000 Hz.		

Tabla 3.8.2. Voltajes de salida a diferentes rangos de frecuencia

Solución :

1.a. Para generar el tren de pulsos se utilizara el LM555, entonces para realizar los cálculos se procede a utilizar las siguientes ecuaciones dadas por el fabricante.

Salida en alto:

$$t_1 = 0.693(R_A + R_B) * C \quad (E. 3.8.3)$$

Salida en bajo:

$$t_2 = 0.693(R_B) * C \quad (E. 3.8.4)$$

donde el periodo total es:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693(R_A + 2 * R_B) * C \quad (E. 3.8.5)$$

Asumiendo el estado critico de 20% para estado alto y 80% para bajo, resolviendo la ecuación 6.5 y asumiendo un valor comercial para el capacitor de 0.01uF y de R_A de 12KO se tiene un valor de R_B igual ha 66.150KO., para variar el ciclo útil se implementa el circuito que aparece en la siguiente figura.

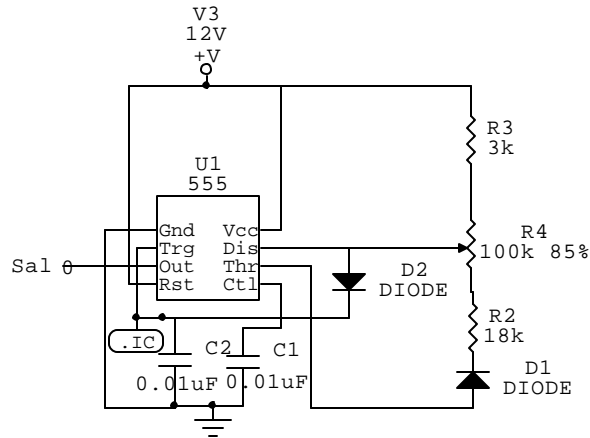


Figura. 3.8.7. Circuito Generador de Pulsos para obtener diferentes ciclos útil.

1.b. El potenciómetro R_4 permite variar el ciclo útil del tren generador de pulsos y lo dos diodos se emplean como protección.

2. Teniendo en cuenta la ecuación 3.8.1 y 3.8.3 se procede ha llenar la siguiente tabla

Porcentaje del ciclo útil	Voltaje Calculado	Corriente Calculada
20%	2.4v	0,282
40%	4.8v	0,565
60%	7.2v	0,848
80%	9.6v	1,131

Tabla 3.8.1. Voltaje de salida para diferentes ciclos útil

3. De acuerdo a la ecuación 3.8.1 y 3.8.3 se procede ha llenar la siguiente tabla.

Frecuencia	Voltaje Calculado	Corriente Calculada
10 Hz.	6v	0.707
100 Hz.	6v	0.707
500 Hz.	6v	0.707
1000 Hz.	6V	0.707

Tabla 3.8.2. Voltajes de salida a diferentes rangos de frecuencia

El dispositivo semiconductor funcionará como conmutador por tal motivo se moverá dentro de una recta de carga, que el voltaje de saturación estará fijado por la tensión Vcc y la corriente máxima por:

$$I_{\max} = \frac{V_{cc}}{R} = \frac{12V}{6\Omega} = 2A$$

por tal motivo el voltaje entre drenador-fuente debe ser superior a 12Vdc, y la corriente drenador-fuente será superior a 2A.

Se escoge el mosfet irfz40, cuya hoja de características se encuentra en los anexos

3.8.5 Simulación

La simulación se realizó en base al siguiente circuito, mostrado en la figura 3.8.8.

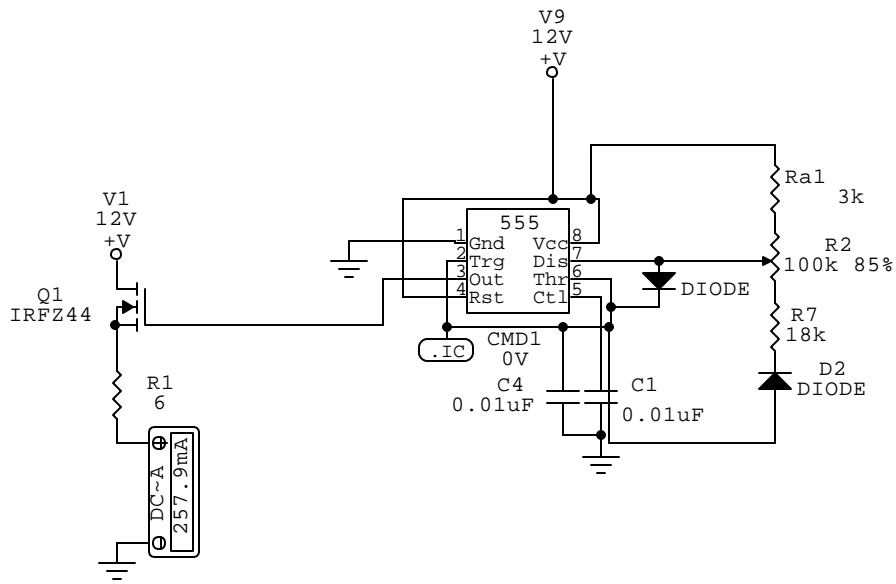


Figura. 3.8.8. Circuito empleado en la simulación.

y se obtuvieron los siguientes resultados, como aparece en la siguiente grafica, donde se tiene un 20% del ciclo útil, dando como resultado 2.3V y una corriente de 406mA.

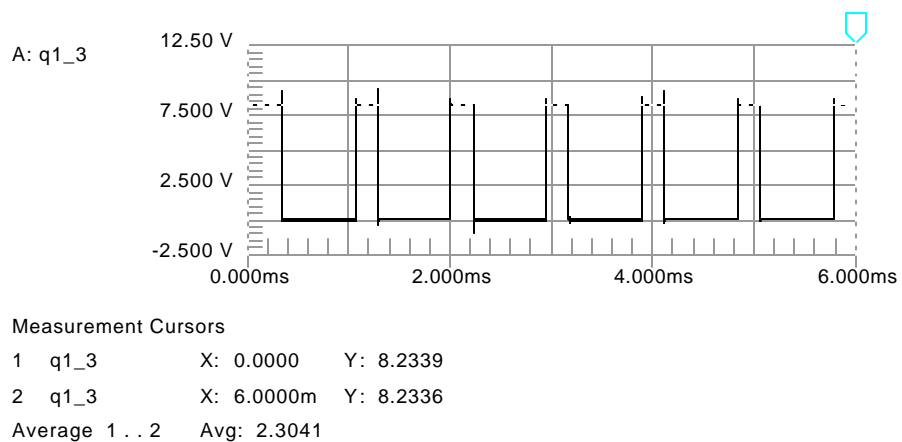


Figura. 3.8.9. Tensión en la Carga para un ciclo útil de 20%.

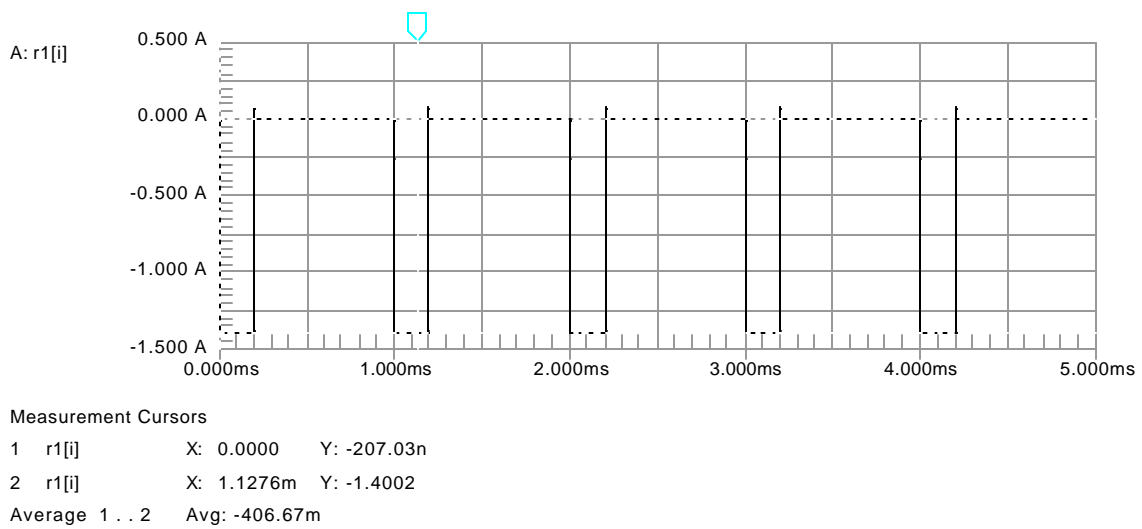


Figura. 3.8.10. Corriente en la Carga para un ciclo útil de 20%.

De acuerdo a las simulaciones realizadas se obtuvo los siguientes valores de voltaje y corriente simulada.

Porcentaje del ciclo útil	Voltaje Simulado	Corriente Simulada
20%	2.3v	406mA
40%	4.18v	792mA
60%	7.1v	1.18A
80%	9.5v	1.6

Tabla 3.8.3 Datos simulados

3.8.6. Datos Tabulados

En las siguientes tablas se muestran los datos calculados, simulados y experimentales obtenidos durante el desarrollo de la práctica:

%	V Calc.	V Sim	V Exp	% Error
20%	2,502	2.3v	2,48	0,88
40%	5,04	4.18v	4,93	2,18
60%	7,506	7.1v	7,491	0,2

80%	10.008	9.5v	10,10	0,92
-----	--------	------	-------	------

Tabla 3.8.4 Voltajes calculados, simulados y experimentales.

%	I Calc.	I Sim	I Exp	% Error
20%	0,294	406mA	0,2534	13,8
40%	0,588	792mA	0,580	1,36
60%	0,8831	1.18A	0,881	0,234
80%	1,177	1.6	1,18	0,25

Tabla 3.8.5 Corrientes calculadas, simuladas y experimentales.

Datos tabulados para diferentes frecuencias

f	V Calc.	V Sim	V Exp	% Error
10Hz	6.255	6.26	6.31	0,88
100Hz	6.255	6.26	6.31	0,88
500Hz	6.255	6.26	6.37	1,84
1kHz	6.255	6.26	6.38	2

Tabla 3.8.6 Voltajes para diferentes frecuencias.

f	I Calc.	I Sim	I Exp	% Error
10Hz	0.737	0.739	0.743	0,81
100Hz	0.737	0.739	0.742	0,75
500Hz	0.737	0.739	0.748	1,49
1kHz	0.737	0.739	0.749	1,63

Tabla 3.8.7 Corrientes para diferentes frecuencias.

El porcentaje de error es determinado por los datos calculados y experimentados.

3.8.7. Análisis e Interpretación de Resultados

Como se observó en los resultados obtenidos del porcentaje de error, tanto de voltaje como de corriente, son bastante bajos e incluso se pueden tener un poco mas bajo si el generador de funciones diera un 50% de ciclo útil, pero se obtiene en la etapa experimental de un 51% a 52% del ciclo útil según sea la frecuencia que se aplique, además se tiene que no importa la frecuencia de la señal, para suministrar la energía a la carga como se presenta en las tablas 1, 2 y 3 (Pág.4) donde la energía permanece constante independientemente de la energía.

Quando se aplica a la carga un 20%, 40%, 60% y 80% se nota un comportamiento lineal del suministro de la energía a la carga y podemos decir que este fenómeno sucedería si se le aplicara otra frecuencia diferente a lo que se utilizo, como se obtuvo en la frecuencia anterior. Debido a que este nos proporciona un resultado en porcentaje.

3.8.8. Conclusiones

Los variadores de corriente continua permiten variar el valor medio de una tensión continua y dependiendo del porcentaje del ciclo útil que se le aplica al dispositivo que opera como conmutador de igual cantidad un porcentaje de energía. Como se aprecia en la Figura. 3.8.1. que corresponde a la característica ideal del Variador y en la Figura. 3.8.2. que corresponde a la característica experimental del Variador donde tenemos un comportamiento lineal. Y tenemos poca perdida de energía transferida a la carga.

Además la cantidad de energía que se le suministra a una carga siempre estará en forma independiente de la frecuencia a la cual se le este trabajando como se obtuvo en el desarrollo de la primera parte de esta practica.

3.9. ONDULADOR DC

Tiempo de Duración: 60 minutos

3.9.1. *Objetivos*

- Diseñar un circuito para obtener los parámetros de un Ondulador dc.
- Diseñar y construir un circuito multiplexador para la activación de los Mosfet.
- Analizar y graficar la forma de la señal de tensión sobre la carga.
- Analizar la configuración en puente monofásico utilizada.
- Diseñar y construir un circuito generador de activación de Mosfet.
- Comprobar Experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los obtenidos en forma teórica y simulada.

3.9.2. *Equipos Y Materiales*

- Fuente de poder 0-30 V_{DC} .
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 $\mu S/cm$ a 0.5 s/cm. 20MHz.
- Multímetro: Se requiere un multímetro con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.9.3. Marco Teórico

3.9.3.1. Ondulador monofásico

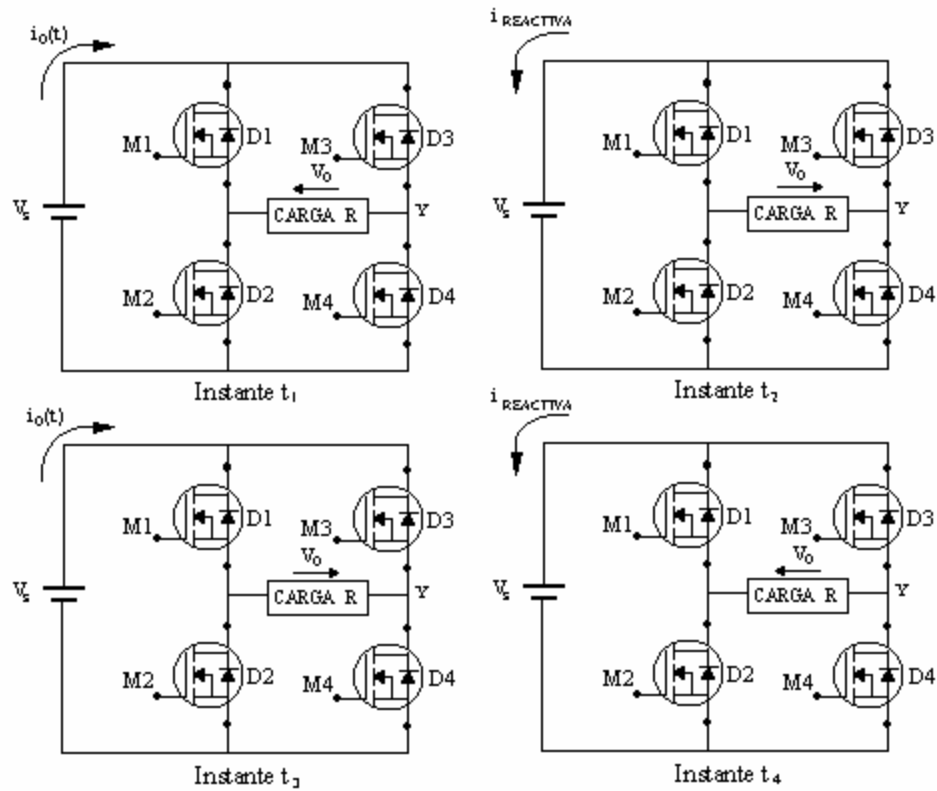


Figura 3.9.1 Ondulador monofásico.

Para la realización del ondulador monofásico se utiliza la configuración en puente monofásico como se muestra en la figura 3.9.1. Esta configuración consta de dos ramas semiconductoras conectadas como se especifica en las figuras; en estas se han materializado los circuitos mediante Mosfet.

Manteniendo excitados M_1 y M_4 (instante t_1), el extremo X de la carga queda conectado al polo positivo de la batería y el extremo Y al polo negativo, quedando la carga sometida a la tensión V_S de la batería. Bloqueando M_1 y M_4 y excitando M_2 y M_3 (instante t_3), la tensión en la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión de la batería V_S .

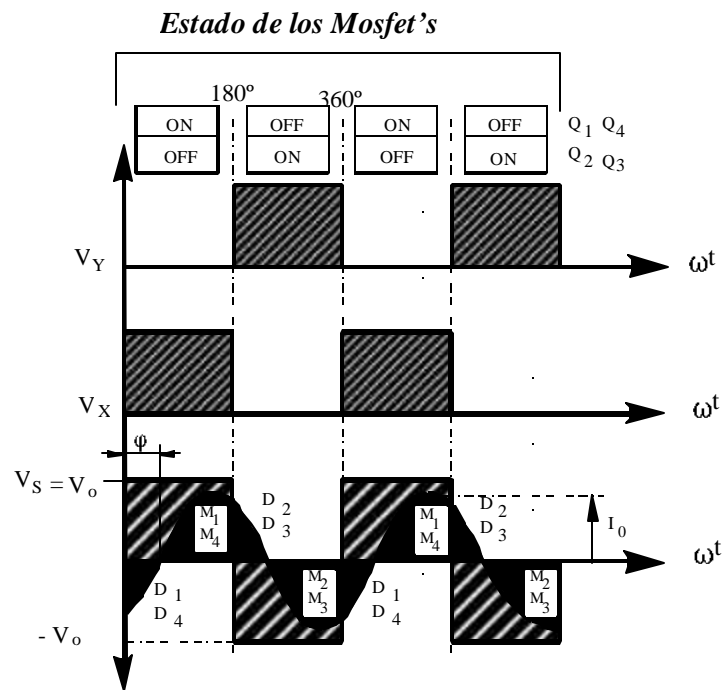


Figura.3.9.2. Formas de onda en la carga.

En la figura 3.9.2 se muestran los períodos de conducción, la forma de onda en la carga y los elementos que atraviesa la corriente en cada intervalo de tiempo. Para el instante t_2 la carga tendrá una tensión positiva en el extremo “Y” y negativa en el “X”, por tanto, ésta se descargará a través de los diodos D_2 y D_3 cediendo potencia a la batería; en el instante t_4 la tensión en la carga es contraria al instante t_2 y por tanto conducen los diodos D_1 y D_4 . En ambos intervalos de tiempo se libera la energía reactiva acumulada en la carga durante los instantes t_1 y t_3 respectivamente.

La forma de onda en la carga se ha representado suponiendo una impedancia infinita para los armónicos de la tensión de salida, y por tanto tenemos una tensión senoidal pura. El ángulo de retardo ϕ de la intensidad de carga con respecto a la onda fundamental de la tensión de salida se ha tomado aproximadamente de 60° .

La tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_S^2 dt} = V_S \quad (\text{E. 3.9.1})$$

La tensión instantánea de salida en serie de Fourier será:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{np} \text{sen}(nw t) \quad \text{para } n=1,3,5\dots \quad (\text{E. 3.9.2})$$

para $n = 1$ tenemos el valor de la tensión eficaz de la componente fundamental:

$$V_{o1(RMS)} = \frac{4V_S}{p\sqrt{2}} = 0.90 V_S \quad (\text{E.3.9.3})$$

3.9.3.2. Modulación De Ancho De Varios Pulsos Por Semiperíodo.

Cuando la tensión entregada a la carga se necesita que sea lo más senoidal posible, con o sin filtro de salida, conviene reducir al máximo el contenido de armónicos de la onda de salida.

Este método consiste en hacer que en cada semiperíodo halla un número entero de impulsos a la salida, los cuales están modulados en anchura. La señal de salida se obtiene por comparación de una señal de referencia con una portadora tal y como se ve en la figura 3.9.3. conjuntamente con las señales de puerta que se utilizan para conmutar a los transistores.

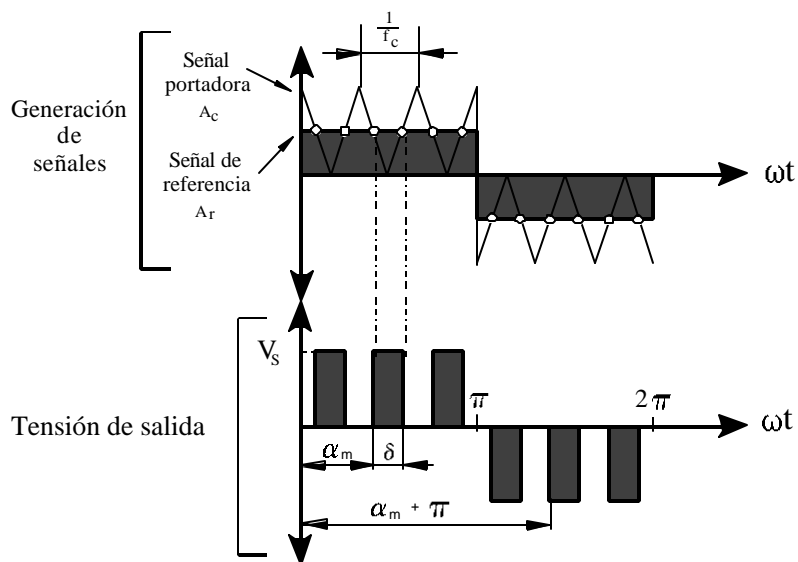


Figura.3.9.3 Modulación Ancho de Pulsos.

La frecuencia f_r de la señal de referencia nos proporciona la frecuencia “f” que tendrá la señal de salida, y la frecuencia f_c de la onda portadora nos determina el número “p” de pulsos por semiciclo.

El índice de modulación (M) controla la tensión de salida, conociéndose este tipo de modulación también como “*Modulación Uniforme de Anchura de Pulsos*” (UPWM). El número de pulsos por semiciclo lo obtenemos del siguiente modo:

$$p = \frac{f_c}{2 \times f} = \frac{m_f}{2} \quad (\text{E.3.9.4.})$$

donde:

$$m_f = \frac{f_c}{f}$$

es conocida como la proporción de la frecuencia de modulación.

La variación del índice de modulación de cero a uno nos variará el ancho del pulso de 0 a π/p y la tensión de salida desde cero a V_S .

Si d es la anchura de cada pulso, la tensión eficaz de salida se obtiene a partir de:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2 \times p}{2 \times p} \int_{\frac{\frac{p}{p}-d}{2}}^{\frac{\frac{p}{p}+d}{2}} V_S^2 d(\omega t)} = V_S \times \sqrt{\frac{p \times d}{p}} \quad (\text{E.3.9.5.})$$

La tensión instantánea de salida en series de Fourier se expresa como:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \times \text{sen}(n\omega t) \quad (\text{E.3.9.6.})$$

donde el coeficiente B_n se determina al considerar un par de pulsos, tal que el pulso positivo, de duración δ comienza para $\omega t = \alpha_m$ y el pulso negativo de la misma anchura comienza para $\omega t = \alpha_m + \pi$.

A medida que aumentamos el número de pulsos por ciclo cobran mayor importancia en amplitud los armónicos superiores, por lo que resulta mucho más fácil el filtrado posterior de la señal y obtener una onda senoidal lo más perfecta posible.

En las graficas de la figura 3.9.4. se observa el efecto:

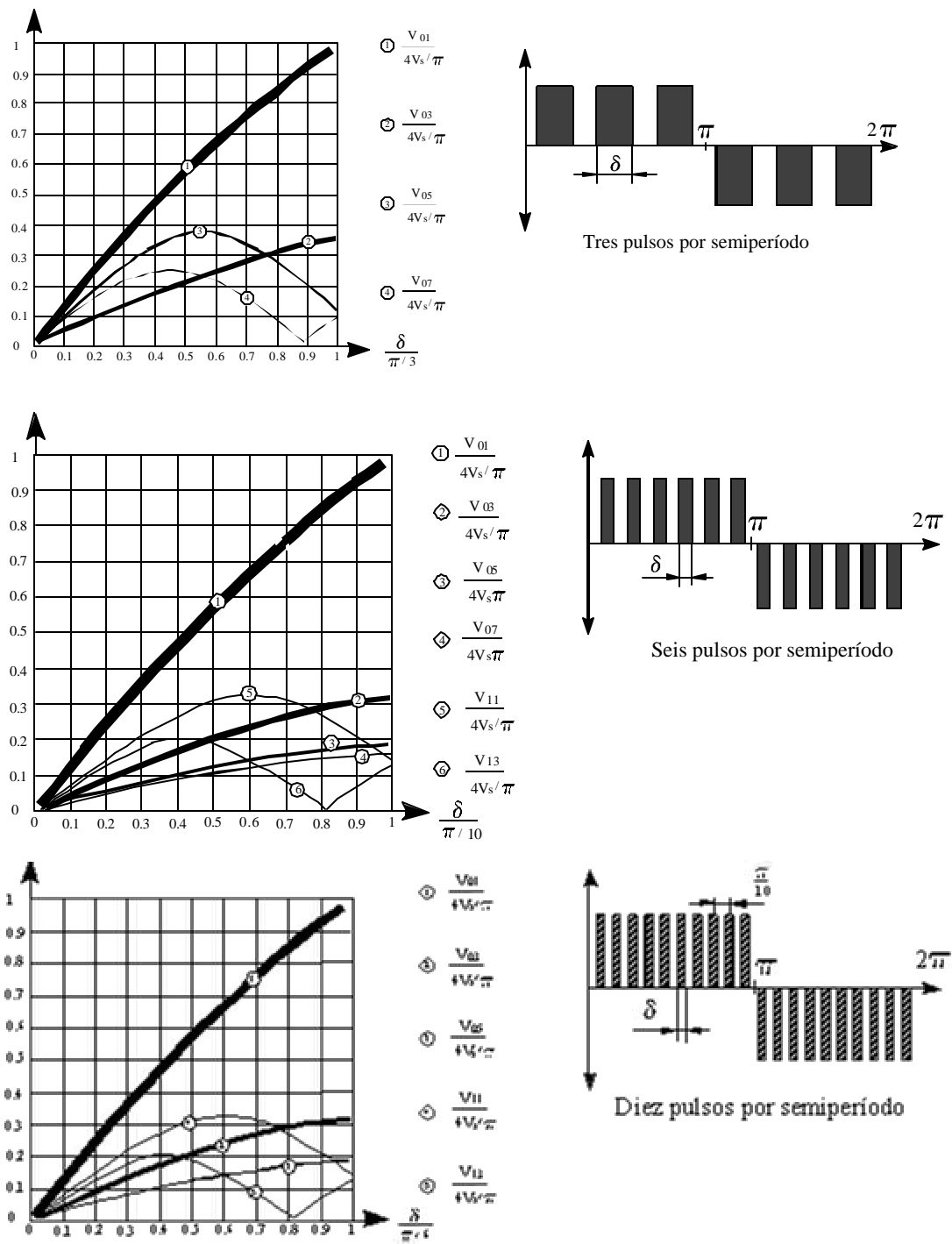


Figura 3.9.4. Comparación de los armónicos para distintos números de pulsos.

3.9.4. Diseño

En el circuito de la figura la batería $V_f = 12V$ y la carga $R = 6 \Omega$ donde la frecuencia de salida sea de 60 Hz.

- Diseñar el circuito de control para obtener 5 pulsos por semiciclo, con un índice de modulación $M = 0.4$, calcular el ancho de pulso que se produce para estas condiciones.
- Calcular la tensión V_o (rms)
- Potencia media en la carga
- Tensión inversa de pico para los Mosfet's
- Intensidad pico en cada uno de los Mosfet's

Solución

- Para obtener 5 pulsos por semiperiodo a la salida es necesario comparar 2 señales en donde la frecuencia de la portadora se determina mediante la ecuación 3.9.1.

$$P = \frac{f_p}{2 * f_s} \quad (E.3.9.1)$$

despejando en función de la frecuencia portadora se tiene:

$$F_p = P * 2 * F_s = 5 * 2 * 60 \text{ Hz} = 600 \text{ Hz}$$

Resolviendo se obtiene una $F_p = 600 \text{ Hz}$

El ancho del pulso que se produce viene dado por la relación siguiente: Si para $M=1$, el ancho del pulso es $180^\circ/s$ para un $M = 0.4$ tenemos:

$$d = \frac{180}{5} * M \text{ Evaluando tenemos } 36^\circ * 0.4 = 14.4^\circ$$

Donde el periodo es de $T_\delta = 0.667$ ms.

El circuito de control que se va a utilizar es uno recomendado por el fabricante (National Semiconductor) donde se emplea el LM 555.

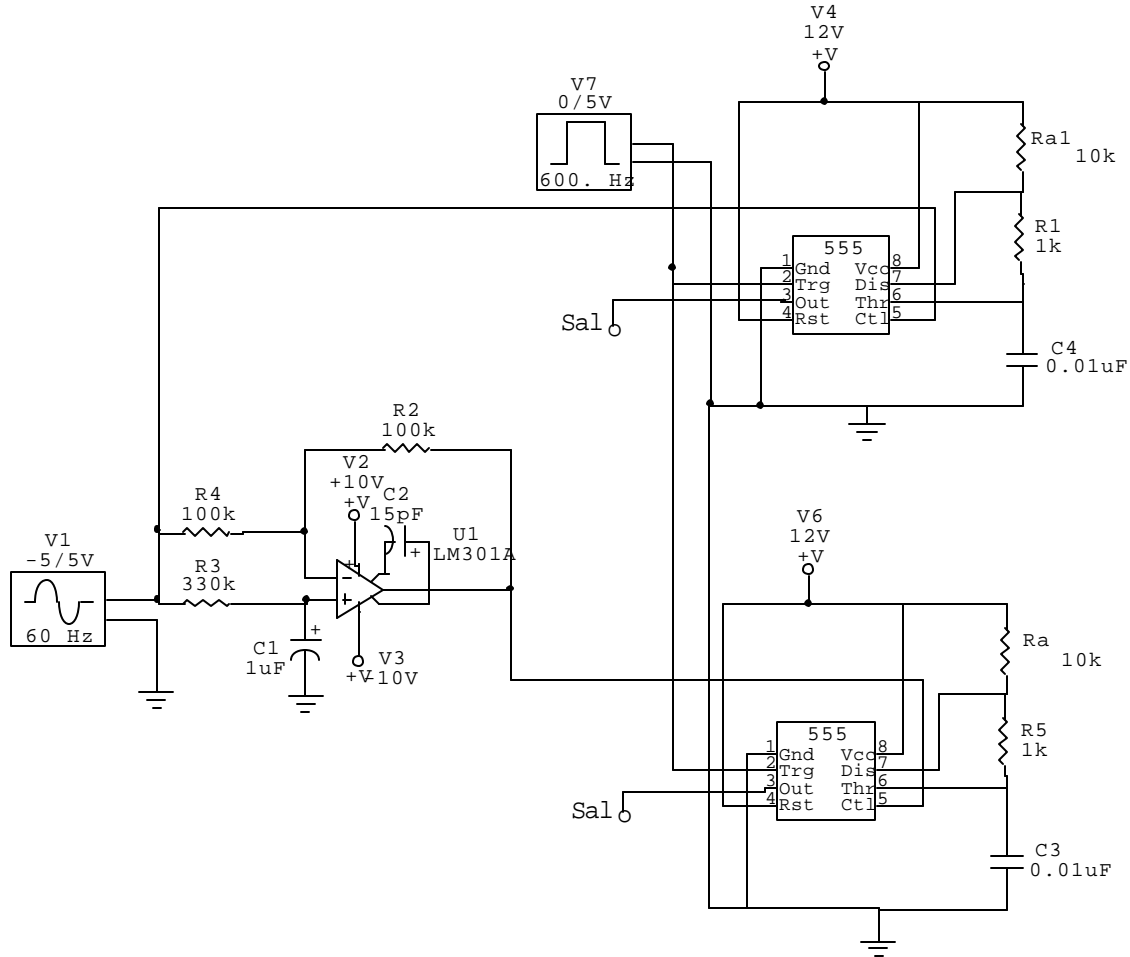


Figura. 3.9.5. Circuito de Control

b. La tensión se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$V_o(rms) = \frac{V_f}{\sqrt{2}} * \sqrt{\frac{p * d}{p}} = \frac{12}{\sqrt{2}} * \sqrt{\frac{5 * 14.4^\circ}{180^\circ}} = \frac{7.589}{\sqrt{2}} = 5.36 V_{RMS}$$

c. La potencia media entregada a la carga viene dada por la ecuación:

$$P_o(AV) = \frac{V_f^2}{R} = \frac{(12V)^2}{6\Omega} = 24W$$

d. La intensidad pico por cada pareja de Mosfet's será:

$$I = \frac{V_f}{R} = \frac{12V}{6\Omega} = 2A$$

Cada rama del ondulator conduce durante el 50% de cada ciclo, por tanto la intensidad media de cada rama es:

$$I_r = \frac{2A}{2} = 1A$$

e. La tensión pico de bloqueo será igual a la que tiene la fuente C.C. y es:

$$BV_{DSS} = 12v$$

3.9.5. Simulación

Para la realización de la simulación se utilizó el siguiente circuito:

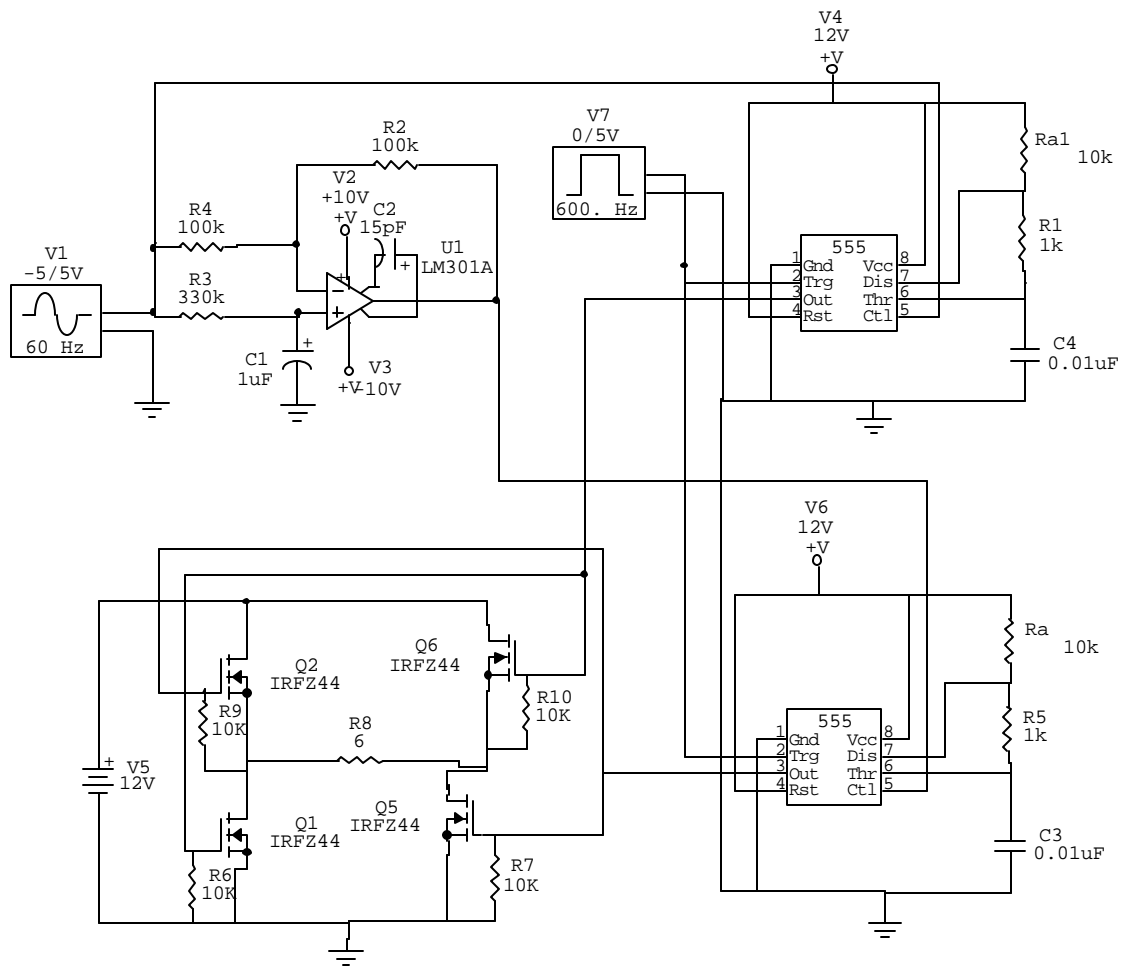


Figura 3.9.6. Montaje del Circuito Ondulador

A continuación se muestran las señales obtenidas de corriente y voltaje en la carga

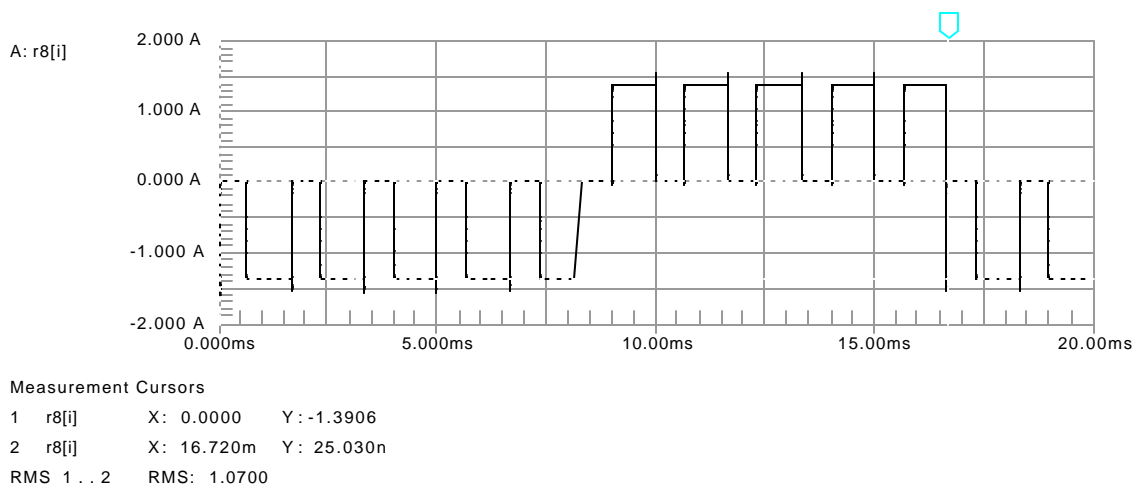


Figura 3.9.7. Señal de corriente en la carga

Señal en cada una de las compuertas de los Mosfets.

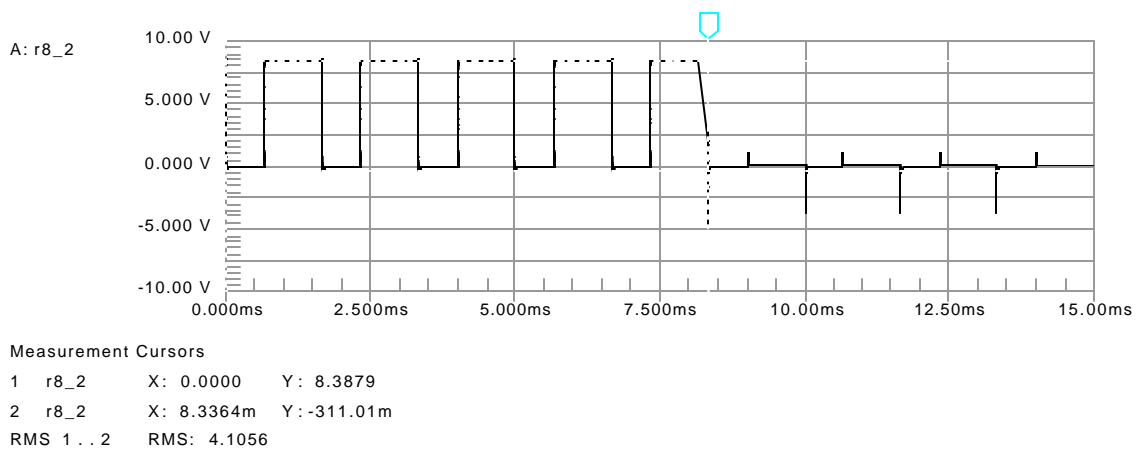
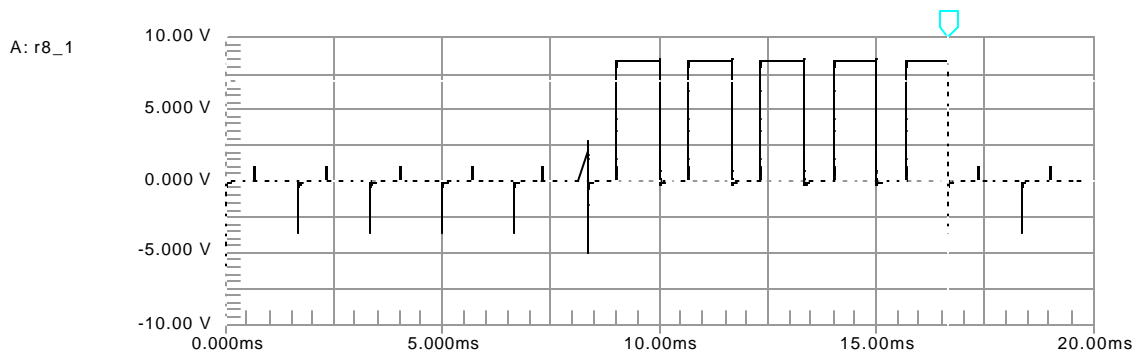


Figura 3.9.8. Señal de voltaje en la compuerta primer ciclo.



Measurement Cursors
 1 r8_1 X: 0.0000 Y: 44.026m
 2 r8_1 X: 16.650m Y: 6.9339
 RMS 1..2 RMS: 3.8277

Figura 3.9.9. Señal de voltaje en la compuerta segundo ciclo

3.9.6. Datos Tabulados

En la tabla 3.9.1 se encuentran consignados los datos obtenidos en el diseño, simulación y experimentación.

	Cálculo	Simulación	Experimentación	% Error
V carga (rms)	5,36	4.98	5,25	2.0
T_δ	0,667msg	0.669	0,657msg	1,5
N° pulsos	5	5	5	0
M	0,4	0.39	0,38	5
F_s	60Hz	60Hz	60,2Hz	0,33

Tabla 3.9.1. Datos Calculados, simulados y experimentales.

3.9.7. Análisis e Interpretación de Resultados

Los resultados esperados, estuvieron dentro de un margen esperado, donde se observa que el voltaje en la carga depende exclusivamente del índice de modulación como se aprecia en las figuras 3.9.7, 3.9.8 y 3.9.9, donde al aumentarlo aumenta el nivel de tensión sobre la carga.

Además el circuito recomendado por la National semiconductor funcionó en un 100% debido a que generó los 5 pulsos con la amplitud requerida y por el circuito desfasador de 180° se pudo alternar la señal para que funcionaran los Mosfet's 1 y 4 al mismo tiempo y luego alternaran el 3 y 4 para obtener así una señal alterna sobre la carga.

3.9.8. CONCLUSIONES

El ondulator es un convertidor C.C./C.C. por tanto cuando la alimentación sea C.C. es imprescindible utilizarlo por la ventajas que se han obtenido al desarrollar este laboratorio como lo son:

- La variación de la frecuencia de salida y la variación del índice de modulación por medio de estos dos parámetros se puede ajustar la etapa de control para que la salida se produzcan las condiciones que son requeridas.
- Además la diferencia fundamental de este tipo de convertidores con los otros radica en la necesidad de utilizar un circuito auxiliar para el funcionamiento de la etapa de potencia como por ejemplo en los variadores de C.A. donde la etapa de potencia funciona de la forma natural gracias a la etapa de sincronismo.

3.10. INVERSOR TRIFASICO

Tiempo de duración: 50 min.

3.10.1 OBJETIVOS

- Analizar el proceso de conversión de señal de entrada de CD en señal de salida CA.
- Diseñar e implementar el filtrado de la señal de salida.

3.10.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.10.3. MARCO TEÓRICO

3.10.3.1. Transformador con toma media.

Para conseguir una corriente alterna partiendo de una corriente continua necesitamos un conjunto de interruptores que puedan ser conectados y desconectados a una determinada carga de manera que la salida sea positiva y negativa alternativamente.

La fuente de C.C. está representada por una batería de tensión V_S . El polo positivo está permanentemente conectado a la toma media de un transformador que se considera ideal (intensidad magnetizante nula, resistencia de los devanados nula, inductancia de dispersión nula). El polo negativo de la batería, que se toma como referencia de tensiones para el circuito asociado al primario, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario mediante los interruptores I_{N1} e I_{N2} , cuya secuencia de funcionamiento queda representada en la figura 3.10.1.

En los semiperíodos en que I_{N1} está abierto e I_{N2} cerrado, como sucede en el instante t_1 , se imprime a los terminales X-B del transformador una tensión V_S con la polaridad indicada en la segunda figura. Suponiendo que los devanados AX, XB y el secundario tienen el mismo número de espiras N , se tendrá que la tensión de salida es:

$$v_o(t) = V_S$$

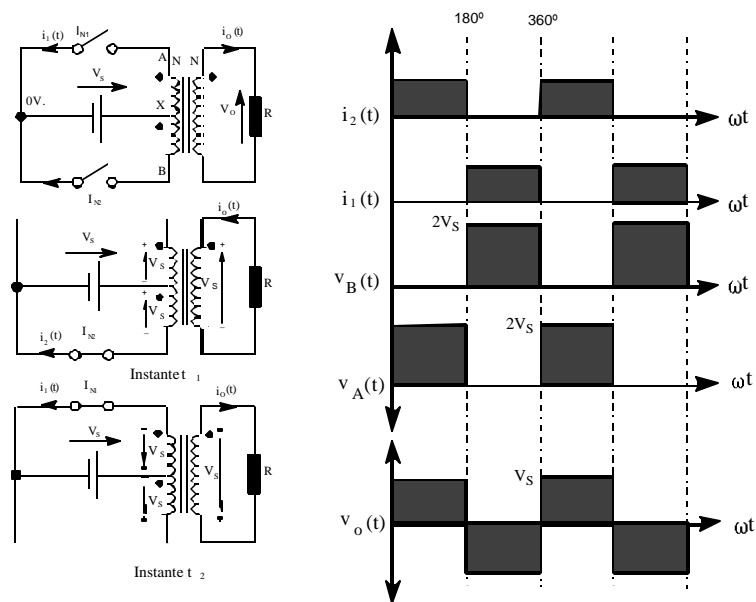


Figura. 3.10.2 Inversor con transformador de toma media.

Atendiendo a los terminales correspondientes durante el semiperíodo y que es independiente de la intensidad que circula por la carga. Se ha

supuesto, para simplificar al máximo en este primer esquema, que la carga es una resistencia pura de valor R . La intensidad de salida durante este semiperíodo es, por lo tanto:

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R} = \frac{V_S}{R} = I_O$$

La tensión del punto A respecto del X es igual a V_S y, según los terminales correspondientes, positiva. Por lo tanto I_{N1} queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto.

Durante los semiperíodos en que I_{N1} está cerrado e I_{N2} abierto, como sucede en el instante t_2 (véase el tercer esquema), la tensión de la batería está aplicada a los terminales AX del primario y la tensión de salida es:

$$v_o(t) = -V_S$$

como puede deducirse de la inspección de los terminales correspondientes, la intensidad de salida resulta:

$$i_o(t) = -\frac{V_S}{R} = -I_O$$

El interruptor I_{N2} también queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto. Los circuitos reales con transistores o tiristores someten por tanto estos dispositivos a picos de tensión todavía mayores a $2V_S$ debido a las inevitables oscilaciones que tienen lugar en las conmutaciones. Por dicha razón esta configuración no es adecuada para trabajar con tensiones de alimentación altas. El transformador de toma media tiene un grado de utilización bajo en el primario y empeora bastante el rendimiento en los circuitos prácticos, por lo que no es aconsejable emplear esta configuración para potencias superiores a 10 KVA.

La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud V_S independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está determinada por la velocidad

de cierre y apertura de los interruptores, y en los circuitos prácticos por la frecuencia de los impulsos de excitación de los semiconductores.

Por otra parte la tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_S^2 dt} = V_S \quad (\text{E. 3.10.1})$$

La tensión instantánea de salida en serie de Fourier viene dada por:

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_S}{np} \text{sen}(nw t) \quad \text{para } n = 1, 3, 5... \quad (\text{E. 3.10.2})$$

para $n = 1$ tenemos el valor de la tensión eficaz de la componente fundamental:

$$V_{o1(RMS)} = \frac{4V_S}{p\sqrt{2}} = 0.90 V_S \quad (\text{E. 3.10.3})$$

3.10.3.2. Ángulo de conducción de 120°

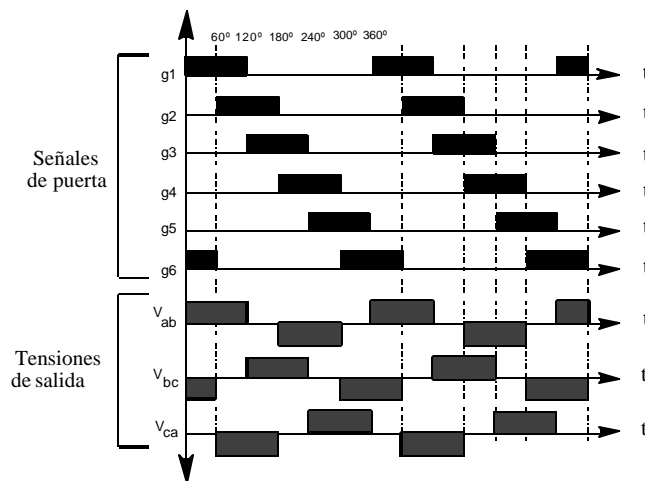


Figura 3.10.2. Tensiones de puerta y de línea.

Para este tipo de control cada dispositivo conduce durante 120°, haciéndolo dos transistores al mismo tiempo. En la grafica 3.10.2 se muestra las tensiones de puerta y de línea para una conducción de 120°.

De la gráfica se deduce que la secuencia de conducción de los dispositivos es: 6,1 – 1,2 – 2,3 – 3,4 – 4,5 – 5,6 – 6,1. Luego existen tres modos de operación por semiciclo, siendo el circuito equivalente para una carga

conectada en estrella el mostrado en la figura 3.10.3

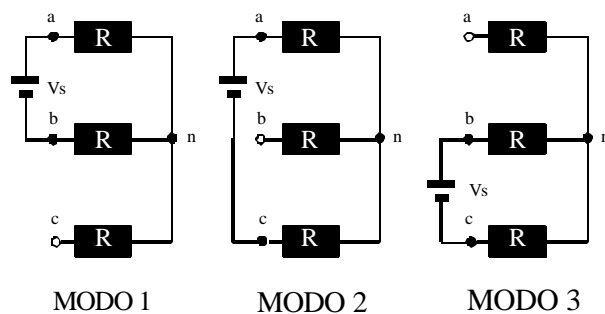


Figura 3.10. 3. Circuito equivalente para la conexión de una carga resistiva en estrella.

Las tensiones de fase del modo 2 de funcionamiento se pueden expresar en series de Fourier, como:

$$v_{an}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{np} \cos\left(\frac{np}{6}\right) \text{sen } n\left(\omega t + \frac{p}{6}\right) \quad (\text{E. 3.10.4})$$

$$v_{bn}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{np} \cos\left(\frac{np}{6}\right) \text{sen } n\left(\omega t - \frac{p}{2}\right) \quad (\text{E. 3.10.5})$$

$$v_{cn}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{np} \cos\left(\frac{np}{6}\right) \text{sen } n\left(\omega t - 7\frac{p}{6}\right) \quad (\text{E. 3.10.6})$$

La tensión de línea es:

$$V_{ab} = \sqrt{3} V_{an} \quad (\text{E. 3.10.7})$$

con un adelanto de fase de 30° , por tanto, hay un retardo de $\pi/6$ entre el corte de Q_1 y la conducción de Q_4 . De esta forma, se evita que la fuente de continua se cortocircuite al pasar de un modo de operación a otro.

Durante cada modo de operación uno de los tres terminales está abierto y los otros dos conectados a la fuente de continua. La tensión del terminal abierto dependerá de las características de la carga y es impredecible.

3.10.4. DISEÑO

- a. *Diseñar y construir un inversor trifásico con una conducción de 120° , para una potencia de salida de 100 VA a 110V, alimentado por una*

tensión de 12 Vdc, con una configuración de transformador toma de media.

Solución:

Se diseña un inversor monofásico y en base a los resultados obtenidos se implementa el sistema trifásico.

Se conoce que la potencia de salida de un transformador en el secundario es igual que en el primario, por tal motivo se tiene:

$$P_S = P_P = v_S I_S = V_P I_P \quad (\text{E. 3.10.8})$$

Reemplazando en la ecuación 3.10.8 y despejando en función de la corriente del primario se tiene:

$$I_P = \frac{P_S}{V_P} = \frac{100\text{VA}}{12\text{V}} = 8.33\text{A}$$

de la relación de transformación se tienen las ecuaciones 3.10.9 y 3.10.10:

$$I_P N_P = I_S N_S \quad (\text{E. 3.10.9}) \quad \frac{N_P}{V_P} = \frac{N_S}{V_S} \quad (\text{E. 3.10.10})$$

aplicando la ecuación 3.10.3 se tiene:

$$\frac{V_S}{V_P} = \frac{N_S}{N_P} = \frac{110\text{V}}{12\text{V}} = 9.17$$

Asumiendo 100 espiras para N_P como resultado se tendrían 917 espiras para el secundario.

La corriente que circula por el primario será de 8.33 A. por tal motivo el Mosfet que se utilizara deberá tener una corriente drenador-fuente mayor a 8.33 A y una tensión drenador-fuente mayor a 12 Vdc., con estos parámetros se selecciona el irfz40, la hoja de especificaciones se encuentra en los anexos.

La distorsión total de los armónicos es:

$$\begin{aligned} THD &= \frac{1}{V_{o1}} \sqrt{\left(\sum_{n=3,5,7\dots}^{\infty} V_{on}^2 \right)} = \frac{1}{V_{o1(RMS)}} \sqrt{V_{o(RMS)}^2 - V_{o1(RMS)}^2} = \\ &= \frac{1}{10.8V} \sqrt{(12V^2 - 10.8V^2)} = 0.4843 = 48.34\% \end{aligned}$$

como $V_{o(RMS)} = 12 \text{ V}$ y $V_{o1(RMS)} = 10.8 \text{ V}$, los demás armónicos aportan:

$$12 - 10.8 = 1.2 \text{ V}$$

La tensión eficaz de todos los armónicos exceptuando la del fundamental viene representado por V_H y es:

$$V_H = \sqrt{\left(\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{V_{on}^2}{n^2} \right)} = \sqrt{\left(\frac{V_{o3}}{3^2} \right)^2 + \left(\frac{V_{o5}}{5^2} \right)^2 + \left(\frac{V_{o7}}{7^2} \right)^2 + \dots}$$

Como:

$$V_{on} = \frac{V_{o1}}{n} \quad V_{o1} = 0.9 \times V_s \quad \Rightarrow \quad V_{on} = \frac{0.9 \times V_s}{n}$$

La tensión eficaz de todos los armónicos quedará, sustituyendo la igualdad anterior en la expresión de V_H , como:

$$V_H = V_s \sqrt{\left(\frac{0.9}{3^3} \right)^2 + \left(\frac{0.9}{5^3} \right)^2 + \left(\frac{0.9}{7^3} \right)^2 + \left(\frac{0.9}{9^3} \right)^2 + \left(\frac{0.9}{11^3} \right)^2 \dots} \approx 0.03423 V_s$$

El factor de distorsión, será:

$$DF = \frac{V_H}{V_{o1}} = 0.03423 \frac{V_s}{V_{o1}} = 3.804 \%$$

El armónico de orden más bajo es el tercero (armónico que produce mayor distorsión después del fundamental):

$$V_{o3} = \frac{V_{o1}}{3} \quad \Rightarrow \quad V_{o3(RMS)} = \frac{10.8V}{3} = 3.6 V$$

Factor armónico (distorsión normalizada del tercer armónico):

$$HF_3 = \frac{V_{o3}}{V_{o1}} = \frac{\left(\frac{V_{o1}}{3}\right)}{V_{o1}} = \frac{1}{3} = 33.33\%$$

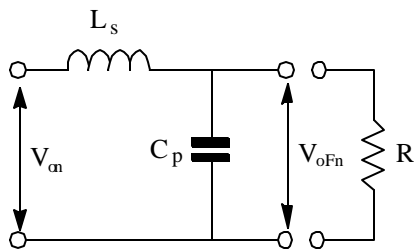
Factor de distorsión del tercer armónico:

$$DF_3 = \frac{\left(\frac{V_{o3}}{3^2}\right)}{V_{o1}} = \frac{\left(\frac{V_{o1}}{3^3}\right)}{V_{o1}} = \frac{1}{27} = 3.704\%$$

Diseñar un filtro LC pasabajo para un inversor en puente monofásico con control PWM senoidal con cinco pulsos por semiperíodo. La tensión de salida es 110 V, la frecuencia $f = 60$ Hz y la carga resistiva.

Solución:

El filtro LC se muestra en la figura y su ecuación de definición viene dada por:



3.10.4 Filtro Pasabajo

$$\frac{V_{on}}{L_s + C_p // R} = \frac{V_{oFn}}{C_p // R}$$

$$\frac{V_{oFn}}{V_{on}} = \frac{L_s + C_p // R}{C_p // R} = \frac{1}{(1 - \omega^2 CL) + \frac{j\omega L}{R}}$$

La frecuencia de resonancia debe ser mayor a 60 Hz y no ser múltiplo de ésta para no afectar al fundamental, tomamos, por ejemplo, $f_r = 140$ Hz y tendremos:

$$f_r = \frac{1}{2p\sqrt{L_s \times C_p}} \quad L_s C_p = \frac{1}{(2p \times 140)^2} = 1.29 \times 10^{-6}$$

El valor de la inductancia se obtiene midiendo el secundario del transformador y cuyo valor es de 272.5 mH.

Por tanto, el condensador presentará una capacitancia de :

$$C_p = \frac{1.29 \times 10^{-6}}{272.5 \times 10^{-3}} = 4.74 \text{ mF}; \text{ se escoge un capacitor de } 4\mu\text{F a } 250\text{V}$$

Para realizar la conexión y desconexión de los Mosfet se utilizara el circuito conmutador utilizado en la practica anterior.

3.10.5. SIMULACIÓN

La simulación se baso en el siguiente diagrama.

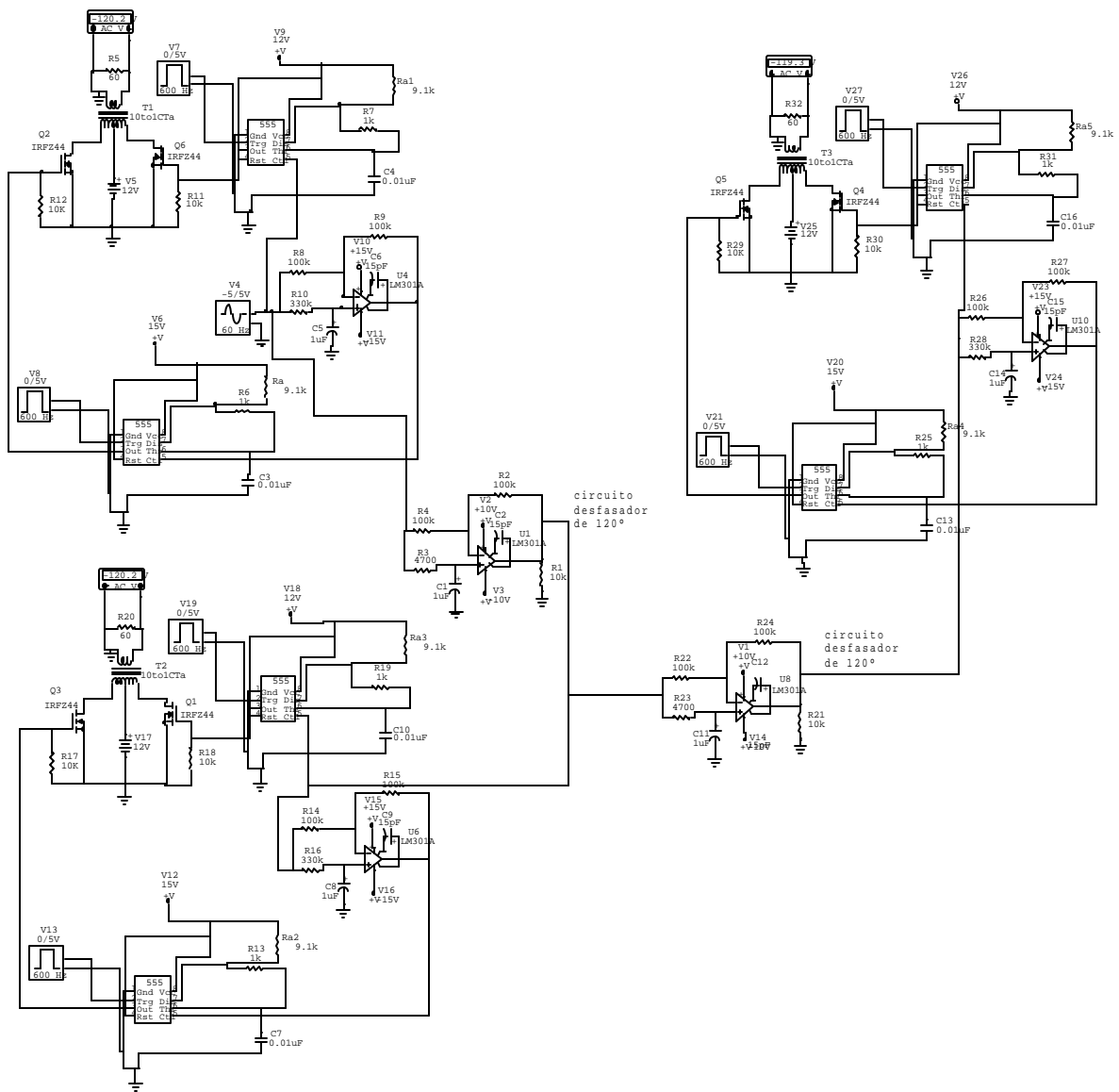


Figura 3.10.5 Circuito inversor trifásico

La simulación siguiente muestra el comportamiento trifásico de la salida en cada uno de los transformadores.

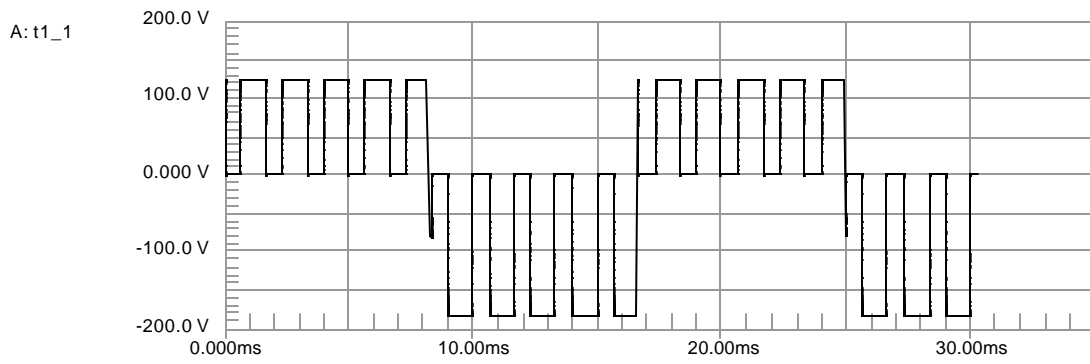


FIGURA 3.10.6 Señal entre R-N

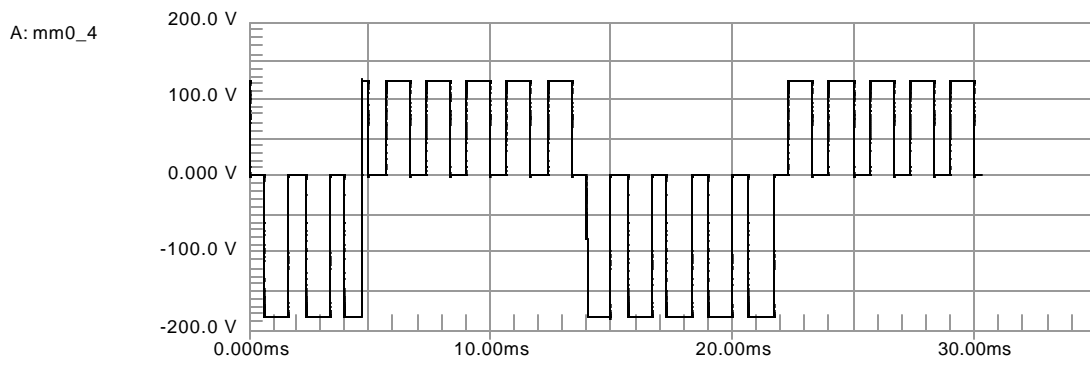


FIGURA 3.10.7 Señal entre S-N

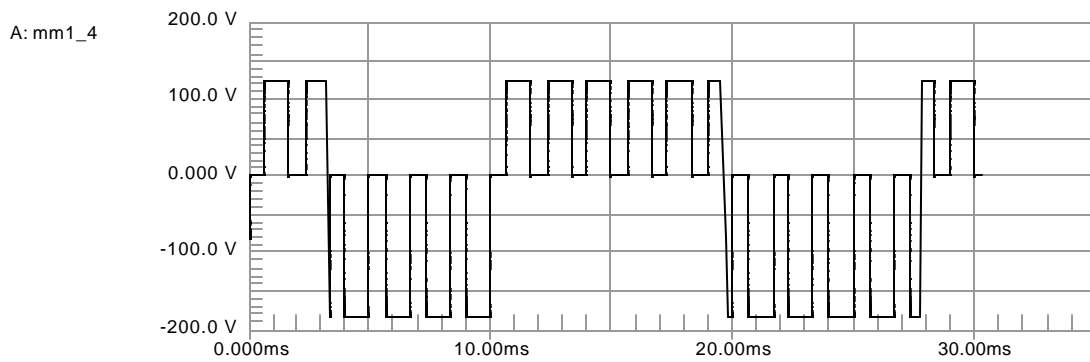


Figura. 3.10.8 Señal entre T-N.

3.10.6. TABLA DE DATOS EXPERIMENTALES.

Al desarrollar esta experiencia se recopilaron los datos que aparecen en la siguiente tabla.

	Simulado	Calculado	Experimental	error
Voltaje entre fase R - N	119 V	110 V	97.5 V	11.36 %
Voltaje entre fase S - N	119 V	110 V	97.4 V	11.45 %
Voltaje entre fase T - N	119 V	110 V	96.8 V	12 %
Corriente entre fase R - N	1.10 A	0.917 A	0.813 A	11.39 %
Corriente entre fase S - N	1.08 A	0.917 A	0.815 A	11.12 %
Corriente entre fase T - N	1.03 A	0.917 A	0.802 A	12.57 %
Desfase entre fase R - S	120°	120°	119°	0.84 %
Desfase entre fase S - T	120°	120°	119°	0.84 %
Desfase entre fase T - R	120°	120°	118°	1.67 %

Tabla 3.10.1 Voltajes, corrientes y desfases simulados, calculados y medidas entre cada una de las fases

3.10.7. Análisis e Interpretación de Resultados.

El sistema trifásico funcionó dentro de los parámetros esperados, como se aparece en la tabla 3.10.1, el porcentaje de error que se presenta en parte es a la utilización de un transformador con núcleo de hierro y como se sabe este presenta unas pérdidas en el funcionamiento del mismo.

Como se puede observar el comportamiento del sistema trifásico se obtuvo realizando dos veces un desfase de 120° de la señal seno de entrada.

La señal de salida obtenida colocando un capacitor de $1\mu F$ es igual a la señal obtenida la simulación, y cuando se coloca un capacitor de $4\mu F$ se observa una señal seno con baja distorsión.

3.10.8. CONCLUSIONES.

El comportamiento de los circuitos desfasadores de 120° , permite el funcionamiento del sistema trifásico y si se varia el valor de la resistencia sensora se puede controlar el desfase entre cada una de las tensiones y de esta manera recrear una situación en el laboratorio y analizar el comportamiento de los dispositivos bajo estas condiciones.

De igual forma este inversor sea monofásico o trifásico se puede considerar abierto debido a que se puede cambiar los parámetros de frecuencia y desfase entre las fases.

5. SELECCIÓN DE LOS DISIPADORES DE CALOR.

4.1 INTRODUCCIÓN

Siempre que por un elemento conductor circula una corriente eléctrica, se generan unas pérdidas de potencia que elevan la temperatura del mismo. Estas pérdidas son debidas el efecto Joule, y cobran especial protagonismo en los elementos semiconductores de potencia, puesto que por ellos circulan elevadas intensidades, y por tanto el incremento de temperatura que se produce pone en peligro la vida del dispositivo.

El calor que se produce en el interior del semiconductor debe ser disipado rápidamente, con el fin de evitar que la temperatura interna llegue al límite máximo permitido, límite por encima del cual la unión del semiconductor se fundiría provocando la destrucción del dispositivo.

En los últimos años, se ha experimentado un gran avance en los dispositivos electrónicos de potencia. La tendencia es integrar en pequeñísimas pastillas de silicio la mayor cantidad posible de funciones, tanto de control como de potencia (tecnología Smart – Power, o circuitos integrados inteligentes). El principal freno para el desarrollo de las nuevas tecnologías es precisamente la disipación del calor que se genera en el interior de los chips.

En Electrónica de Potencia la refrigeración juega un papel muy importante en la optimización del funcionamiento y vida útil del semiconductor de potencia.

4.3 EQUIVALENTE ELÉCTRICO

El paso de la corriente eléctrica produce un aumento de la temperatura de la unión (T_j). Si ésta se quiere mantener a un nivel seguro, es necesario evacuar al exterior la energía calorífica generada por la unión. Para que se produzca un flujo de

energía calorífica de un punto a otro, debe existir una diferencia de temperatura. El calor pasará del punto más caliente al más frío, pero aparecen factores que dificultan este paso. A estos factores se les denomina resistencias térmicas y expresan el grado de dificultad para evacuar el calor de un dispositivo. Se expresa en grados centígrados por vatio ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$). En la figura 4.1 se aprecia de manera gráfica el resultado de un sobrecalentamiento en la unión del semiconductor, como consecuencia de una refrigeración insuficiente.

Se identifican primero las diferentes resistencias térmicas que aparecen en el proceso (ver figura 4.3) desde la unión del semiconductor hasta el ambiente: Resistencia unión – contenedor o cápsula del dispositivo (R_{jc}); Resistencia cápsula – disipador o radiador (R_{cd}); Resistencia disipador – ambiente (R_d).

La evacuación de calor directamente de la cápsula al ambiente es muy pequeña, puesto que la resistencia cápsula – ambiente (R_{ca}) es muy elevada, comparada con las resistencias cápsula – disipador más disipador – ambiente ($R_{cd} + R_d$), por lo que en el modelo equivalente de la figura 4.2 se puede despreciar.

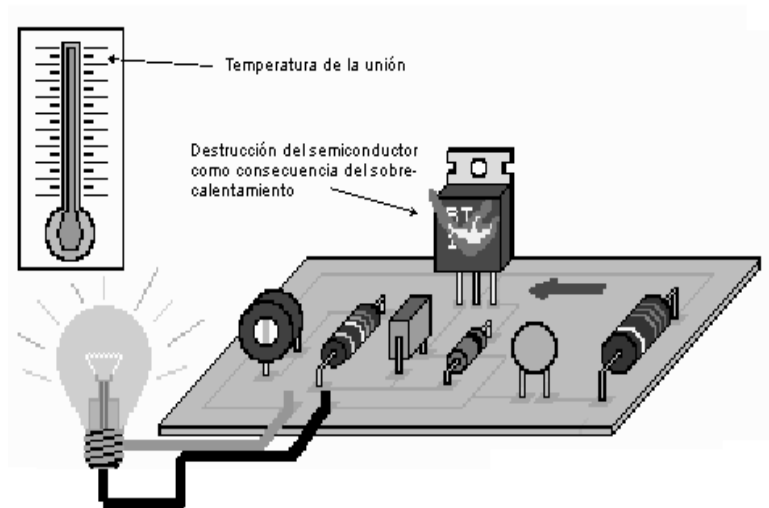


Figura 4.1. Destrucción del semiconductor como consecuencia de la mala refrigeración.

Es de especial atención, cuando no se tiene elemento refrigerador, la resistencia es:

$$R_{jc} + R_{ca} = R_{ja} \quad (E.4.1)$$

que dará la máxima potencia que es capaz de disipar el dispositivo cuando no se coloca ningún elemento refrigerador. Como R_{ca} es elevada, introducimos un elemento disipador que reducirá la resistencia final ($R_{ca} \gg R_{cd} + R_d$).

Aplicando el principio de analogía a las magnitudes eléctricas y térmicas, de forma que si asemejamos las temperaturas a tensiones, las resistencias térmicas a las resistencias eléctricas y el flujo de calor (o potencia a disipar) a una corriente eléctrica podemos establecer la ley de Ohm térmica:

$$T_j - T_a = P \cdot R_{ja} \quad (E.4.2)$$

donde:

T_j = temperatura de la unión semiconductor

- T_a = temperatura ambiente
 P = potencia que disipa el dispositivo
 R_{ja} = resistencia térmica entre la unión y el ambiente

(Ver figura 4.2. para identificar las diferentes resistencias térmicas que intervienen en el proceso)

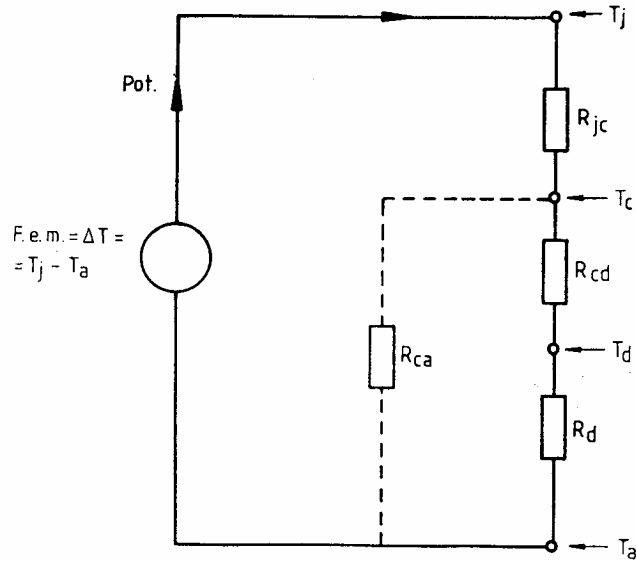


Figura 4.2. Circuito equivalente eléctrico.

De la Figura 4.2 se obtienen las expresiones siguientes:

- a) Semiconductor sin elemento disipador:

$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{ca}} \quad (\text{E.4.3})$$

- b) Semiconductor con elemento disipador:

$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{cd} + R_d} \quad (\text{E.4.4})$$

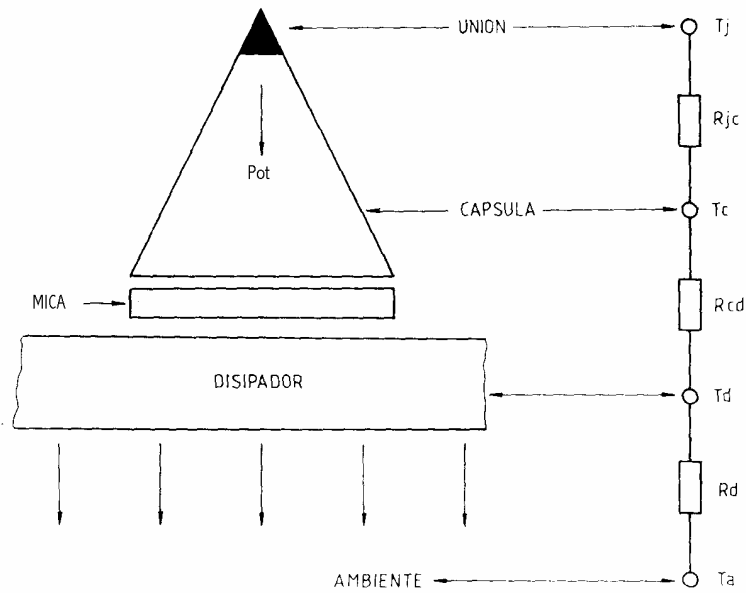


Figura 4.3. Resistencias térmicas y temperaturas en un semiconductor

En la figura 4.3. se muestra la igualdad entre el circuito equivalente de resistencias térmicas y los elementos en un montaje real.

Ahora en base a la hoja de especificación del fabricante del modulo de potencia se procede a realizar el calculo para determinar cual disipador se selecciona.

$$T_{Jmax} = 150^{\circ}C$$

$$T_a = 25^{\circ}C$$

$$R_{JC} = 2.24^{\circ}C/W$$

$$P_D = 50w$$

donde:

$$R_D = \frac{T_{Jmax} - T_a}{P_D} - (R_{JC} - R_{CD})$$

Resolviendo y reemplazando R_{CD} por $0.12^{\circ}\text{C}/\text{W}$, que corresponde a contacto directo mas pasta de silicona. El resultado de R_D corresponde a $0.14^{\circ}\text{C}/\text{W}$, con este valor se selecciona el elemento refrigerador.

De igual forma para el Mosfet se tiene de su hoja de especificaciones:

$$P_D = 150\text{w}$$

$$T_{J_{\max}} = 200^{\circ}\text{C}$$

$$T_a = 25^{\circ}\text{C}$$

$$R_{JC} = 1.0^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Aplicando la ecuación 4.4 se tiene un $R_D=0.047^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Para el triac se obtuvo del fabricante la siguiente información:

$$P_D = 80\text{w}$$

$$T_{J_{\max}} = 200^{\circ}\text{C}$$

$$T_a = 25^{\circ}\text{C}$$

$$R_{JC} = 1.8^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Aplicando la ecuación 4.4 se tiene un $R_D=0.267^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

6. DESCRIPCIÓN PAGINA WEB.

En la pagina web se encuentra la información básica para que el alumno desarrolle las experiencias en el laboratorio, donde esta se encuentra desarrollada de la siguiente forma:

- Guías del estudiante

En esta parte de la pagina se encuentran cada una de las guías que el alumno debe desarrollar antes de realizar el laboratorio y los datos que debe alojar en unas tablas durante el desarrollo de la experiencia, además en ellas el alumno encontrara:

- a. nombre de la practica.
- b. Tiempo aproximado de duración.
- c. Elementos a utilizar.
- d. Marco teórico.
- e. Especificaciones para el diseño
- f. Simulación.
- g. Tabulación de resultados experimentales.
- h. Análisis e interpretación de resultados.
- i. Conclusión.

- Semiconductores de potencia

El alumno encontrara una breve descripción de los diferentes semiconductores empleados para el desarrollo de las practicas.

- Hojas de especificaciones.

Se encuentran alojadas cada una de las hojas de especificaciones dadas por el fabricante de cada una de los dispositivos empleados en el banco.

- Información técnica

El alumno puede obtener información de cómo realizar una modulación UPWM o el filtrado de una señal, además poder realizar una correcta selección del disipador de calor.

- Links

Se informa al estudiante acerca de unas direcciones en internet, donde puede conseguir una información útil relacionada con la electrónica de potencia.

6. MANUAL DE OPERACIÓN Y MANTENIMIENTO

Descripción del Banco.

El banco básicamente se encuentra dividido en dos partes que son:

6. 1. ETAPA DE POTENCIA

Cada uno de los semiconductores de potencia tienen unas especificaciones máximas de operación. Por tal motivo no deben sobrepasarse porque ocasionan la destrucción del mismo. Si se desconoce el dispositivo se recomienda leer y analizar la hoja de especificaciones del fabricante.

La protección del Mosfet, en su compuerta, se basó en una recomendación del Data Sheet de Motorola, además se especifica que primero debe colocarse el nivel de tensión entre drenaje y fuente, para luego colocarle la

señal de control en la compuerta, donde ésta no debe sobrepasar lo especificado por el fabricante.

6.2. ETAPA DE CONTROL

La etapa de control está dividida en dos, la primera por el circuito generador de pulsos sincronizado con la red y en el cual se recomienda tener en cuenta la guía número dos y la segunda etapa de control se encuentra conformado por los circuitos generadores de pulso y los desfasadores de 120° y 180°. En los generadores de pulso se debe tener en cuenta los siguientes aspectos:

- La entrada para la señal seno es $Ts_1, Ts_2, Ts_3, Ts_4, Ts_5, Ts_6, Ts_7$ las tres primeras corresponden a la entrada seno de los circuitos generadores de UPWM, las dos siguientes a las entradas de los circuitos desfasadores de 120° y las dos siguientes a las salidas de los mismos. Para la señal cuadrada es $Tc_1, Tc_2, y Tc_3$. La sigla GND es tierra y las siglas To_1 , hasta To_6 indican las salidas de los circuitos generadores de pulsos. Las señales de salida To impares denotan el ciclo positivo y las To pares el ciclo negativo.
- Para mayor información se recomienda ver el documento pdf del LM555 que se encuentra en la página web del laboratorio o la puede encontrar en el sitio web del fabricante.

En los circuitos desfasadores de 180° se recomienda tener en cuenta los siguientes aspectos:

- La señal seno de entrada se encuentra designada por T_{s1} , T_{s2} y T_{s3} ; la señal seno desfasada de salida se encuentra designada con las siglas T_{d1} hasta T_{d3} ; Las señales desfasadas llegan al circuito integrado LM555 en el pin 5 .

El circuito desfador de 120° solo se utilizara para realizar la experiencia del inversor trifásico y se emplea de la siguiente manera: la señal seno desfasarla dos veces consecutivamente y alimentar con una de ellas a cada circuito generador de UPWM. Se recomienda utilizar la bornera ubica en la parte inferior del banco para realizar estas conexiones.

Posibles Averías y Soluciones

Averías

En el circuito generador de pulsos con UJT.

- *No hay pulso de salida..*
- *El nivel DC ha cambiado.*
- *No hay variación del pulso.*

Soluciones

- Observar si no existe nivel dc.
- Con el osciloscopio observar si el capacitor esta efectuando la carga y descarga del mismo.
- Observar si el transformador está bien conectado.
- Reemplazar el UJT.
- Cambiar el zener por uno de igual valor de tensión y potencia.
- Revisar el potenciómetro.

Averías

En el puente asimétrico.

- *No hay cebado*

Soluciones

- Revisar el circuito generador de pulso.
- Cambiar el Puente Asimétrico.

Averías

- *No funcionan los Mosfets*

Soluciones

- Revisar el nivel de tensión entre drenaje y fuente.
- Revisar el circuito generador de pulsos.

Averías

- *No hay señal de salida en los CI. LM 301.*

Soluciones

- Medir el nivel de tensión.
- Observar la señal de entrada en el pin 2 y 5.
- Revisar el pin 3
- Revisar las pistas y los contactos.

Averías

El triac no es cebado

Soluciones

- Revisar el circuito generador de pulsos.
- Revisar el triac

7. CONCLUSIONES

La asignatura de Electrónica de Potencia, ha sido dotada de un banco de pruebas donde se puedan realizar experiencias específicas, pero se deja abierta la posibilidad de realizar muchas más.

Por otro lado también se permitirá realizar investigaciones en este banco debido a que se pueden repetir o crear diversas situaciones, donde se podrá conocer y estudiar el funcionamiento de los dispositivos semiconductores para esas condiciones.

De esta forma la institución por intermedio de la facultad podrá ofrecer su servicios al sector industrial, para realizar estudios en el área de la electrónica industrial, logrando de esta forma crear un nuevo camino para generar conocimiento, y a su vez poniendo en práctica los objetivos de nuestra alma mater trazados en la misión y visión.

BIBLIOGRAFIA

- Apuntes de la asignatura electrónica de potencia.
- HANSRUEDI, Bühler. Electrónica Industrial. Electrónica de Potencia. Capítulos 2 al 13.
- HUMPHRIES, James. Electrónica Industrial. Dispositivos, Maquinas y Sistemas de Potencia Industrial. Capitulo 10.
- MALONEY, Timothy. Electrónica Industrial Moderna. Editorial Mc.Graw Hill, Tercera Edición. Capitulo 5 al 7.
- GULBRANSEN, David y otro. DHTML. HTML DINÁMICO.
- SANTOS, Gustavo y otro. HTML Iniciación y Diferencia. Editorial Mc Graw Hill.
- <http://members.tripod.com/~joserra/index2.html>. Sitio web donde se presentan las nuevas técnicas del manejo de la información .

- http://onsemi.com/pub/prod/0,1824,productsm_Literature,00.html . dispositivos semiconductores de potencia.
- <http://proton.ucting.udg.mx/paginas/Hermosillo/pagi2.htm>. Tutorial de electrónica de potencia.
- <http://voltio.ujaen.es/esp/introd.htm> . selección de un disipador de calor.
- <http://www-eel.upc.es/~power/ES/index.html>. Grupo de investigación donde se trabajan con modernos dispositivos electrónicos de potencia.
- <http://www.national.com/>. Proporciona información y hojas de características on-line sobre los diferentes dispositivos electrónicos que fabrica.
- <http://motserv.indirect.com/cgi-bin/my-mot/moto.cgi>. Proporciona información y hojas de características on-line sobre los diferentes dispositivos electrónicos que fabrica.
- J. Peracaula, J. Bordonau. Dynamical Behaviour of Microprocessor Controlled DC/DC Converters for Solar Cell Energy Applications. Este papers trata sobre como se emplean los convertidores estáticos para amplificar el nivel de tensión el los dispositivos utilizados en el espacio, y que se alimentan con paneles solares.
- J. Peracaula, J. Bordonau. Comportament dinàmic de convertidors CC/CC controlats per microprocessador aplicats a l'aprofitament d'energia solar. En este paper se analiza el

comportamiento dinámico de los semiconductores de potencia modernos, cebados por tensión y el
circuito de control es un microprocesador.

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

3.10. INVERSOR TRIFASICO

Tiempo de duración: 50 min.

3.10.2 OBJETIVOS

- Analizar el proceso de conversión de señal de entrada de CD en señal de salida CA.
- Diseñar e implementar el filtrado de la señal de salida.

3.10.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.10.9. MARCO TEÓRICO

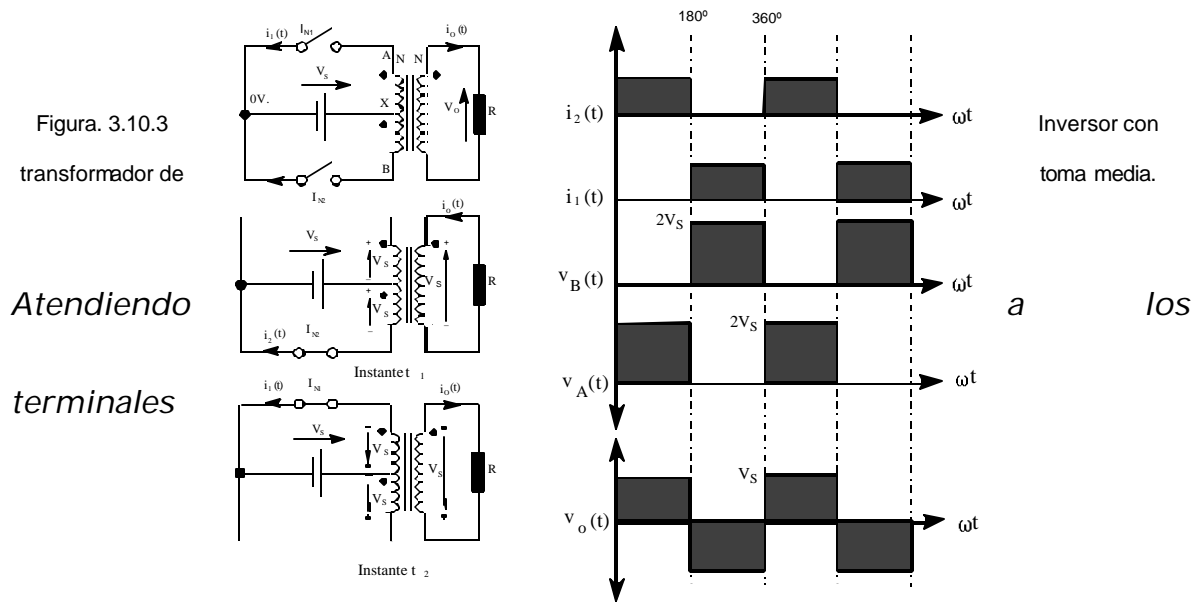
3.10.3.1. Transformador con toma media.

Para conseguir una corriente alterna partiendo de una corriente continua necesitamos un conjunto de interruptores que puedan ser conectados y desconectados a una determinada carga de manera que la salida sea positiva y negativa alternativamente.

La fuente de C.C. está representada por una batería de tensión V_S . El polo positivo está permanentemente conectado a la toma media de un transformador que se considera ideal (intensidad magnetizante nula, resistencia de los devanados nula, inductancia de dispersión nula). El polo negativo de la batería, que se toma como referencia de tensiones para el circuito asociado al primario, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario mediante los interruptores I_{N1} e I_{N2} , cuya secuencia de funcionamiento queda representada en la figura 3.10.1.

En los semiperíodos en que I_{N1} está abierto e I_{N2} cerrado, como sucede en el instante t_1 , se imprime a los terminales X-B del transformador una tensión V_S con la polaridad indicada en la segunda figura. Suponiendo que los devanados AX, XB y el secundario tienen el mismo número de espiras N , se tendrá que la tensión de salida es:

$$v_o(t) = V_S$$



correspondientes durante el semiperíodo y que es independiente de la

intensidad que circula por la carga. Se ha supuesto, para simplificar al máximo en este primer esquema, que la carga es una resistencia pura de valor R . La intensidad de salida durante este semiperíodo es, por lo tanto:

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R} = \frac{V_S}{R} = I_o$$

La tensión del punto A respecto del X es igual a V_S y, según los terminales correspondientes, positiva. Por lo tanto I_{N1} queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto.

Durante los semiperíodos en que I_{N1} está cerrado e I_{N2} abierto, como sucede en el instante t_2 (véase el tercer esquema), la tensión de la batería está aplicada a los terminales AX del primario y la tensión de salida es:

$$v_o(t) = -V_S$$

como puede deducirse de la inspección de los terminales correspondientes, la intensidad de salida resulta:

$$i_o(t) = -\frac{V_S}{R} = -I_o$$

El interruptor I_{N2} también queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto. Los circuitos reales con transistores o tiristores someten por tanto estos dispositivos a picos de tensión todavía mayores a $2V_S$ debido a las inevitables oscilaciones que tienen lugar en las conmutaciones. Por dicha razón esta configuración no es adecuada para trabajar con tensiones de alimentación altas. El transformador de toma media tiene un grado de utilización bajo en el primario y empeora bastante el rendimiento en los circuitos prácticos, por lo que no es aconsejable emplear esta configuración para potencias superiores a 10 KVA.

La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud V_S independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está

determinada por la velocidad de cierre y apertura de los interruptores, y en los circuitos prácticos por la frecuencia de los impulsos de excitación de los semiconductores.

Por otra parte la tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_S^2 dt} = V_S \quad (\text{E. 3.10.1})$$

La tensión instantánea de salida en serie de Fourier viene dada por:

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad \text{para } n = 1,3,5... \quad (\text{E. 3.10.2})$$

para $n = 1$ tenemos el valor de la tensión eficaz de la componente fundamental:

$$V_{o1(RMS)} = \frac{4V_S}{\pi\sqrt{2}} = 0.90 V_S \quad (\text{E. 3.10.3})$$

3.10.3.2. Ángulo de Conducción de 120°

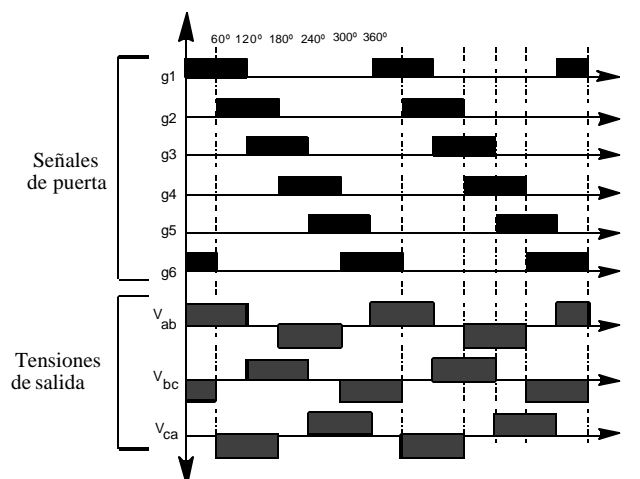


Figura. 3.10.2. Tensiones de puerta y de línea.

Para este tipo de control cada dispositivo conduce durante 120°, haciéndolo dos transistores al mismo tiempo. En la grafica 3.10.2 se muestra las tensiones de puerta y de línea para una conducción de 120°.

De la gráfica se deduce que la secuencia de conducción de los dispositivos es: 6,1 - 1,2 - 2,3 - 3,4 - 4,5 - 5,6 - 6,1. Luego existen tres modos de operación por semiciclo, siendo el circuito equivalente para una carga conectada en estrella el mostrado en la figura 3.10.3

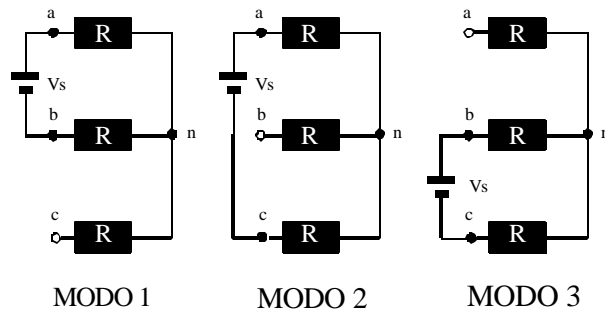


Figura.3.10. 3Circuito equivalente para la conexión de una carga resistiva en estrella.

Las tensiones de fase del modo 2 de funcionamiento se pueden expresar en series de Fourier, como:

$$v_{an}(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\mathbf{p}} \cos\left(\frac{n\mathbf{p}}{6}\right) \text{senn}\left(\mathbf{w}t + \frac{\mathbf{p}}{6}\right) \quad (\text{E. 3.10.4})$$

$$v_{bn}(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\mathbf{p}} \cos\left(\frac{n\mathbf{p}}{6}\right) \text{sen}n\left(\mathbf{w}t - \frac{\mathbf{p}}{2}\right) \quad (\text{E. 3.10.5})$$

$$v_{bn}(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\mathbf{p}} \cos\left(\frac{n\mathbf{p}}{6}\right) \text{sen}n\left(\mathbf{w}t - 7\frac{\mathbf{p}}{6}\right) \quad (\text{E. 3.10.6})$$

La tensión de línea es:

$$V_{ab} = \sqrt{3}V_{an} \quad (\text{E. 3.10.7})$$

con un adelanto de fase de 30° , por tanto, hay un retardo de $\pi/6$ entre el corte de Q_1 y la conducción de Q_4 . De esta forma, se evita que la fuente de continua se cortocircuite al pasar de un modo de operación a otro.

Durante cada modo de operación uno de los tres terminales está abierto y los otros dos conectados a la fuente de continua. La tensión del terminal abierto dependerá de las características de la carga y es impredecible.

3.10.10. Diseño

Diseñar y construir un inversor trifásico con una conducción de 120° , para una potencia de salida de 50 VA a 110V, alimentado por una tensión de 12 Vdc, con una configuración de transformador toma de media.

3.10.11. Simulación

Desarrollar una simulación en base a los resultados obtenidos en el ítem anterior.

3.10.12. Tabla de Datos Experimentales.

	Simulado	Calculado	Experimental	error
Voltaje entre fase R - N				
Voltaje entre fase S - N				
Voltaje entre fase T - N				
Corriente entre fase R - N				
Corriente entre fase S - N				
Corriente entre fase T - N				
Desfase entre fase R - S				
Desfase entre fase S - T				
Desfase entre fase T - R				

Tabla 3.10.1 Voltajes , corrientes y desfases simulados, calculadas y medidas entre cada una de las fases

3.10.13. Análisis e Interpretación de Resultados.

3.10.14. Conclusiones.

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA No. 1

1. TRANSISTOR UNIJUNTURA UJT

Tiempo de Duración: 60 minutos

1.1. OBJETIVOS

- Diseñar un circuito para obtener los parámetros del UJT a partir de su curva característica.
- Graficar la curva característica del UJT.
- Obtener los parámetros de: Corriente Pico (I_p), Corriente de Valle (I_v), Voltaje de Valle (V_v), Resistencia de Saturación (r_{sat}) y Resistencia Interbase r_{BB} .
- Hallar experimentalmente la relación intrínseca interbase (η).
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los obtenidos en forma teórica y simulada.

1.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Fuente de poder 0-30 V_{DC} .
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Ancho de Banda de 20 MHz.
- Protoboard.
- Multímetro: Se requiere un multímetro con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

1.3. MARCO TEÓRICO

El Transistor de Unijuntura (UJT)

El transistor de unijuntura (UJT) es un dispositivo de tres terminales, los cuales se denominan emisor, base 1, y base 2. La figura 1.1 muestra el símbolo esquemático y la localización de los terminales.

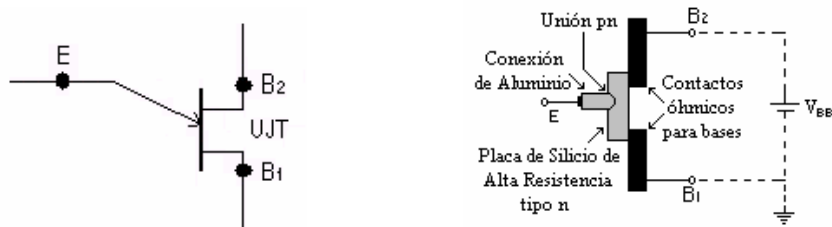


Figura 1.1. a) Símbolo

b) Estructura

Las características del UJT son muy diferentes a las 2 uniones de el transistor bipolar convencional, como se verá a continuación en el diagrama eléctrico equivalente, además en pocas palabras describiremos el funcionamiento del UJT como sigue:

- 3- Cuando el voltaje entre emisor y base 1, V_{EB1} , es menor que un cierto valor denominado *voltaje pico*, V_p , el UJT está CORTADO, y no puede fluir corriente de E a B1 ($I_E = 0$) y el estado del dispositivo está en circuito abierto.

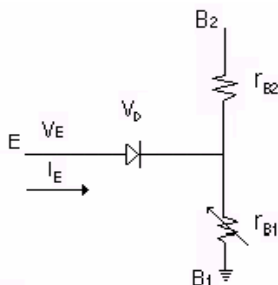


Figura 1.2. Diagrama Eléctrico Equivalente

- 4- Cuando V_{EB1} sobrepasa a V_p en una pequeña cantidad, el UJT se dispara o CONDUCE cuando esto sucede, el circuito E a B1 está prácticamente un cortocircuito, y la corriente fluye instantáneamente de un terminal a otro. La mayor parte de la corriente fluye entonces B_1 disminuye como un efecto de inyección de portadores I_F . El voltaje V_E disminuye con los valores crecientes de I_E hasta que se llega a un valor mínimo que se conoce como voltaje de valle.

Los incrementos adicionales de la corriente del emisor se relacionan con r_{B1} lo que hace que V_E se eleve, el resultado es un diodo polarizado a la inversa y tenemos nuevamente la condición 1 antes mencionada.

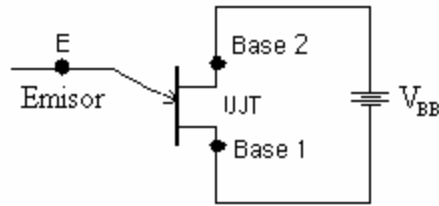


Figura 1.3 Polarización Interbase del UJT.

Como se muestra en la figura 1.3, una fuente de externa está aplicada entre B_2 y B_1 , siendo B_2 el terminal más positivo. Como se indica, el voltaje entre los dos terminales de base se indica V_{BB} , el voltaje pico V_P es un cierto porcentaje fijo del valor dado V_{BB} , más 0.7 V. Este porcentaje fijo se denomina la *relación intrínseca entre contactos* y se simboliza por h . Por tanto, el voltaje pico de un UJT puede escribirse como:

$$V_P = hV_{BB} + 0.7v$$

Donde 0.7v corresponden a la caída de tensión en sentido directo de la unión *pn* de silicio que existe entre emisor y base 1.

CURVA CARACTERÍSTICA DE UN UJT

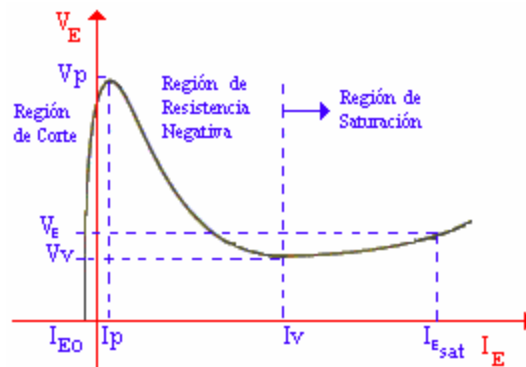


Figura 1.4. Curva Característica del UJT

Las características del dispositivo aparecen en la Figura 1.4, donde V_p representa el voltaje V_E necesario para iniciar la conducción en el diodo. V_v representa el voltaje mínimo con el que el diodo se mantiene en estado de conducción. Mas allá de este punto se encuentra con la resistencia creciente hasta que se produce la condición de polarización inversa en el diodo.

1.4. DISEÑO

Para visualizar la curva característica del UJT se debe implementar el siguiente circuito:

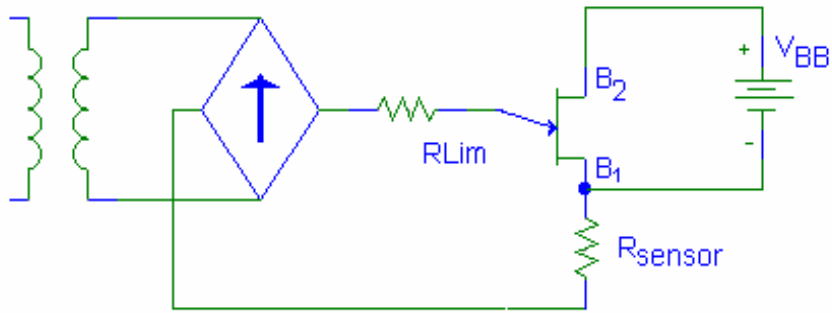


Figura1. 5

Determine los valores de la resistencia limitadora, la resistencia sensora y el voltaje interbase para conocer los parámetros del UJT.

1.5. SIMULACION

Desarrollar la simulación con los resultados obtenidos en el item anterior

1.6. DATOS TABULADOS

llenar la siguiente tabla.

Parámetro	CARACTERÍSTICAS	Valor Teórico	Valor Medido	Valor Simulado	% Error V. Medido vs V Teórico	Unidades
Vsec pico	Voltaje de salida del secundario					
η	Relación intrínseca					
r_{BB}	Resistencia interbase					
I_E	Corriente de emisor					
Vp	Voltaje Pico					
Ip	Corriente Pico					
Vv	Voltaje de Valle					
Iv	Corriente de Valle					

1.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

1.8. CONCLUSIONES

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA No. 2

2. CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS SINCRONIZADO CON LA RED, CON DESFASAMIENTO Y COMPENSACIÓN TÉRMICA UTILIZANDO UJT

Tiempo de duración: 60 min.

2.1. OBJETIVOS

- Diseñar un circuito generador de pulsos sincronizado con la red, con desfase y compensación térmica utilizando ujt.
- Obtener Parámetros y gráficas del circuito diseñado por medio de un programa de simulación.
- Obtener parámetros y gráficas del circuito por medio de un montaje experimental en el laboratorio.
- Comparar y concluir con los datos obtenidos en forma teórica, simulada y experimental.

2.2 EQUIPOS Y MATERIALES

- Transformador 115/18.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Ancho de Banda 20MHz.
- Protoboard.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

2.3 MARCO TEÓRICO

APLICACIONES DEL TRANSISTOR MONOUNION (UJT).

Circuito Generador De Pulsos Con UJT Sincronizado Con La Red Con Circuito de Desfasamiento y compensación térmica.

Entre las aplicaciones del UJT tenemos un circuito generador de pulsos sincronizado con la red y desfaseamiento. Se utiliza para el disparo de los tiristores. En la figura 2.1 se muestra un circuito generador de pulsos básico con UJT sincronizado con la red con circuito de desfaseamiento y compensación térmica.

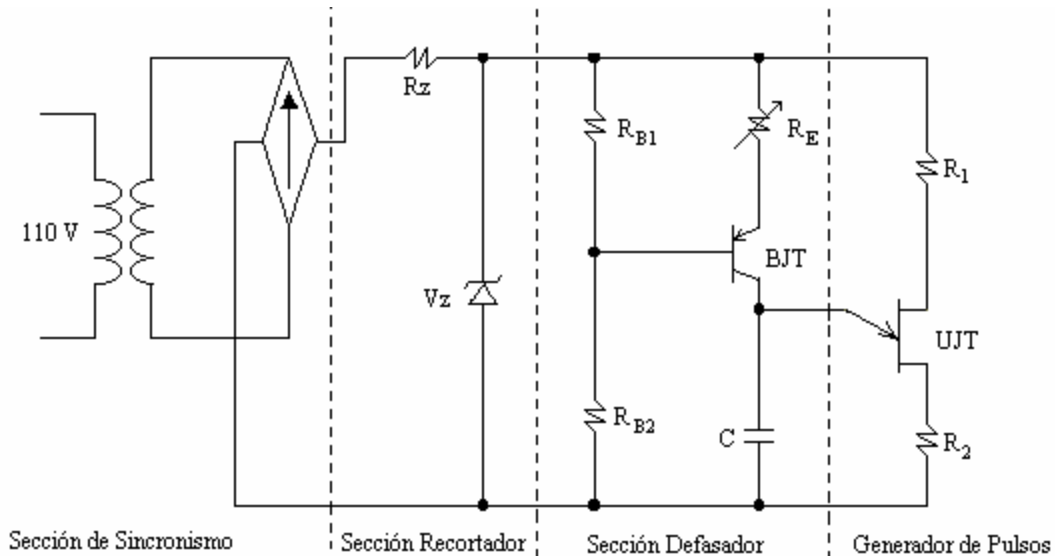


Figura 2.1. Circuito Generador de Pulsos

El diodo zener recorta la señal rectificada de onda completa y la fija al voltaje zener, una vez fijado este voltaje, el capacitor C comienza a cargarse a través de R_{E1} . Cuando el capacitor alcanza el valor de V_p del UJT, el UJT se dispara, produciendo un pulso de voltaje a través de R_1 . Este pulso dispara a un dispositivo, generalmente un SCR; de este modo hace que fluya corriente por la carga durante el resto del semiciclo.

El sistema mostrado se compone de 4 partes que son :

Sección de sincronismo

Sección recortadora

Sección desfasadora

Sección generadora de impulsos

La primera de ella consta de un transformador que lleva la señal de línea (115Vrms), hasta el voltaje deseado, el cual pasa por un puente rectificador de onda completa, creando una señal DC pulsantes sincronizadas con la línea.

La segunda parte, llamada sección recortadora es en fin un recortador, formado por un diodo zener (el cual e de valor deseado en el diseño), y una resistencia de zener que limita la corriente de trabajo del zener.

La tercera parte es la sección desfasadora que no es mas que un generador de diente de sierra, el cual varia el tiempo de carga de el condensador C, mediante una variación en al resistencia R, por lo tanto se suele usar un potenciómetro en vez de la resistencia sola, lo anterior es para que la señal de diente de sierra se mueva dentro del rango de tiempo permitido (Tk), el cual se encuentra después del T1, llamado tiempo muerto y para el cual el dispositivo no funciono correctamente.

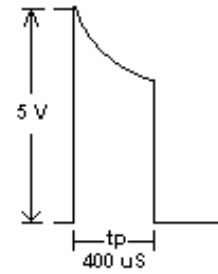
Y la cuarta y ultima parte es la ya conocida sección generadora de pulsos, la cual trabaja con el dispositivo UJT, y que crea un impulso de una amplitud y un ancho dependiendo del valor de sus parámetros.

2.4. DISEÑO

Diseñar y construir un circuito generador de pulsos sincronizado con la red con circuito de desfasamiento y compensación térmica, utilizando un UJT que cumpla con las siguientes condiciones, que se representa en la figura 1:

Voltaje de salida del pulso: $V_{pulso} = 5V$

Periodo de oscilación : $t_p = 400\mu s$



Rango de desplazamiento angular : $\theta_{max} - \theta_{min}$

FIGURA 2.2 Condición de diseño

2.5. SIMULACION

Desarrollar una simulación con los resultados teóricos obtenidos en punto anterior.

2.6. DATOS TABULADOS

Parámetro	Valor Calculado	Valor Medido	Valor Simulado	Porcentaje de Error V. Med vs V. Calc
V_{MAX} (puente)				
V_Z (sal. Recorte)				
θ_1 (mínimo)				
θ_2 (máximo)				
V_p (condensador)				
T_o (oscilación)				
V_{pulso}				
t_p				
$\Delta\theta(\theta_{max}-\theta_{min})$				
Rango de oscilación del pulso				
Frecuencia de repetición del pulso				

2.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

2.8. CONCLUSIONES

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA No. 3

3. DISEÑO, SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN CON UN CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS SINCRONIZADO, COMPENSADO TÉRMICAMENTE Y CON CIRCUITO DESFASADOR UTILIZANDO EL PUT.

Tiempo de Duración: 60 minutos

3.1. OBJETIVOS

- Diseñar e implementar un circuito generador de pulsos con PUT sincronizado con la red y desfazamiento.
- Obtener y graficar la forma del pulso de salida de un generador de pulsos con PUT sincronizado con la red y desfazamiento.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los obtenidos en forma teórica.

3.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Transformador.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Barrido 20Mhz
- Protoboard.
- Multímetro: Se requiere un multímetro con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

3.3. MARCO TEÓRICO

TRANSISTOR MONOUNION PROGRAMABLE.

El transistor monounión programable (PUT) es un pequeño tiristor que aparece en la figura 3.1.a. Un PUT se puede utilizar como un oscilador de relajación, tal y como se muestra en la figura 1-b. El voltaje de compuerta

VG se mantiene desde la alimentación mediante el divisor resistivo del voltaje R1 y R2, y determina el voltaje de punto de pico Vp. En el caso del UJT, Vp está fijo para un dispositivo por el voltaje de alimentación de cd, pero en un PUT puede variar al modificar al modificar el valor del divisor resistivo R1 y R2. Si el voltaje del ánodo VA es menor que el voltaje de compuerta VG, le dispositivo se conservará en su estado inactivo, pero si el voltaje de ánodo excede al de compuerta en una caída de voltaje de diodo VD, se alcanzará el punto de pico y el dispositivo se activará. La corriente de pico Ip y la corriente del punto de valle Iv dependen de la impedancia equivalente en la compuerta $R_G = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ y del voltaje de alimentación en cd Vs. N general Rk está limitado a un valor por debajo de

100 Ohms.

R y C controlan la frecuencia junto con R1 y R2. El periodo de oscilación T

está dado en forma aproximada por:

$$T = 1/f = RC \ln V_s/V_s - V_p = RC \ln (1+R_2/R_1)$$

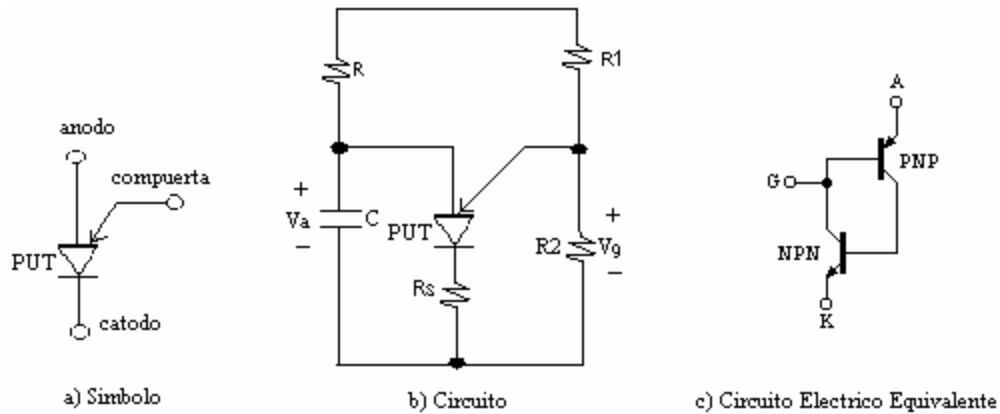


Figura 3.1. Circuitos de un PUT.

APLICACIONES DEL TRANSISTOR MONOUNION PROGRAMABLE (PUT).

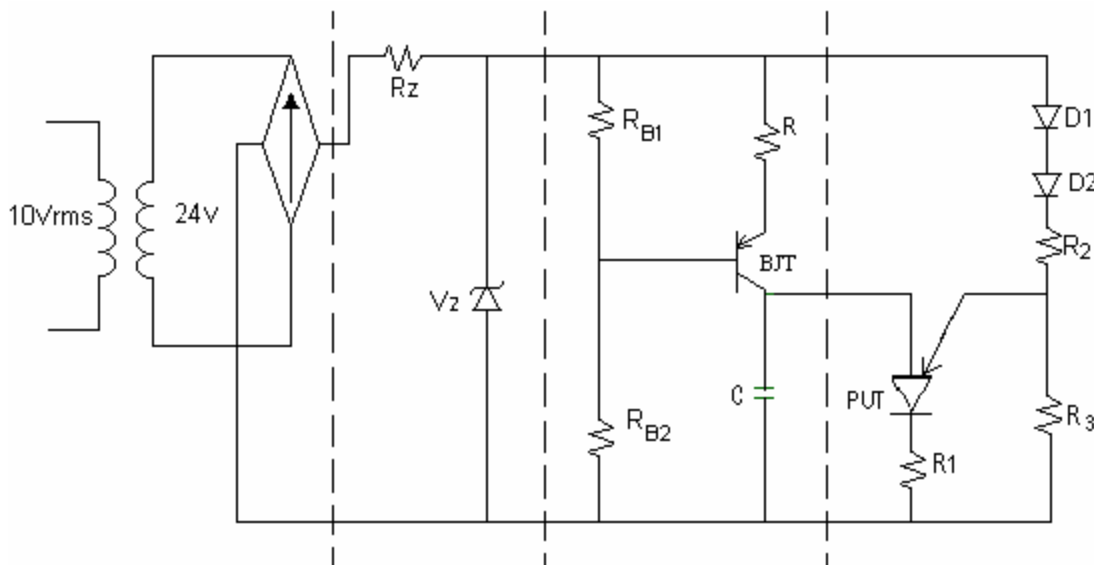


Figura 3.2. Circuito Generador de Pulsos

El diodo zener recorta la rectificación de onda completa y la fija al voltaje zener, una vez fijado este voltaje, el capacitor C comienza a cargarse a través de R_E . Cuando el capacitor alcanza el valor de V_p del PUT, el

PUT se dispara, produciendo un pulso de voltaje a través de R . Este pulso se va a un dispositivo, generalmente un SCR; de este modo hace que fluya corriente por la carga durante el resto del semiciclo.

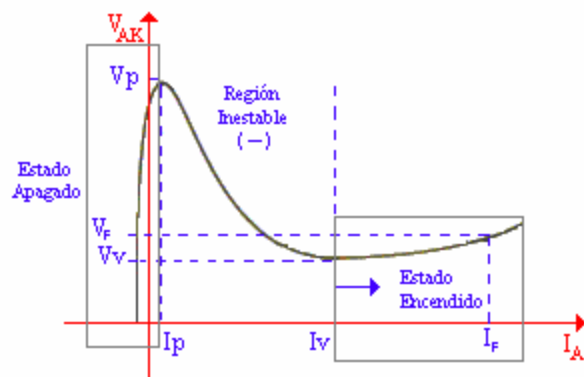


Figura.3.3. Curva Característica del Put

En la figura 3.3 se observa las características del PUT. En ella las regiones de encendido y apagado están separadas por una región inestable, este dispositivo al igual que el UJT no puede permanecer en el estado inestable, simplemente se desplaza ya sea al estado apagado o al estado encendido estable.

3.4. DISEÑO

Diseñar e implementar un circuito generador de pulsos sincronizado con la red utilizando un PUT que cumpla las siguientes condiciones:

3.5. SIMULACION

realizar una simulación con los valores obtenidos en el diseño.

3.6. DATOS TABULADOS Y CALCULOS DE ERROR

llenar la siguiente tabla con los datos obtenidos en diseño, simulación y experimentación .

PARÁMETRO	Valor Simulado	Valor Calculado	Valor Medido	%Error V Medido vs V Calculad
V_{MAX} (puente)				
V_Z (sal. Recorte)				
θ_1 (mínimo)				
θ_2 (máximo)				
V_p (condensador)				
T_p (oscilación)				
V_{pulso}				
t_p				

$\Delta\theta(\theta_{\max}-\theta_{\min})$				
---	--	--	--	--

Tabla 1. Datos de diseño, simulación y experimentación.

3.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

3.8. CONCLUSIONES

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA No 4

4. DISEÑO, SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN DE UN VARIADOR DE CORRIENTE ALTERNA MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA UTILIZANDO SCR

Tiempo de duración: 90 min.

4.1. OBJETIVOS

- Variar la tensión aplicada a una carga resistiva, por intermedio un circuito generador de pulsos sincronizado con la red que active un SCR.
- Visualizar y graficar la curva de tensión entre ánodo y cátodo del SCR.
- Obtener la corriente suministrada a la carga a diferentes ángulos de disparo.
- Graficar la tensión sobre la carga en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los obtenidos en forma teórica.

4.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Transformador 115/18V.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Barrido 20 Mhz.
- Protoboard.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

4.3. MARCO TEORICO.

CONVERTIDOR CONTROLADO POR FASE

Consideremos el circuito de la figura 4-1^a, con carga resistiva. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el ánodo del tiristor es positivo con respecto al cátodo por lo que se dice que el tiristor tiene polarización directa. Cuando el tiristor T_1 se dispara, en $\omega t = \alpha$ el tiristor T_1 .

Conduce, apareciendo a través de la carga del voltaje de entrada empieza a hacerse negativo, $\omega t = \pi$, el ánodo del tiristor es negativo con respecto al cátodo y se dice que el tiristor T_1 tiene polarización inversa; por lo que se desactiva. El tiempo desde que el voltaje de entrada empieza a hacerse positivo hasta que se dispara el tiristor en $\omega t = \alpha$, se llama ángulo de retraso o de disparo.

La figura 4-1b muestra la región de operación del convertidor, donde el voltaje y la corriente de salida tienen una sola polaridad. La figura 4-1c muestra la forma de onda de los voltajes de entrada, y de salida, así como de la corriente de carga y del voltaje a través de T_1 . por lo general, este convertidor no se utiliza en aplicaciones industriales por que su salida tiene un alto contenido de componentes ondulatorias de baja frecuencias . si f_s es la frecuencia de la alimentación de entrada, la frecuencia mas baja del voltaje de salida de la componente ondulatoria es f_s .

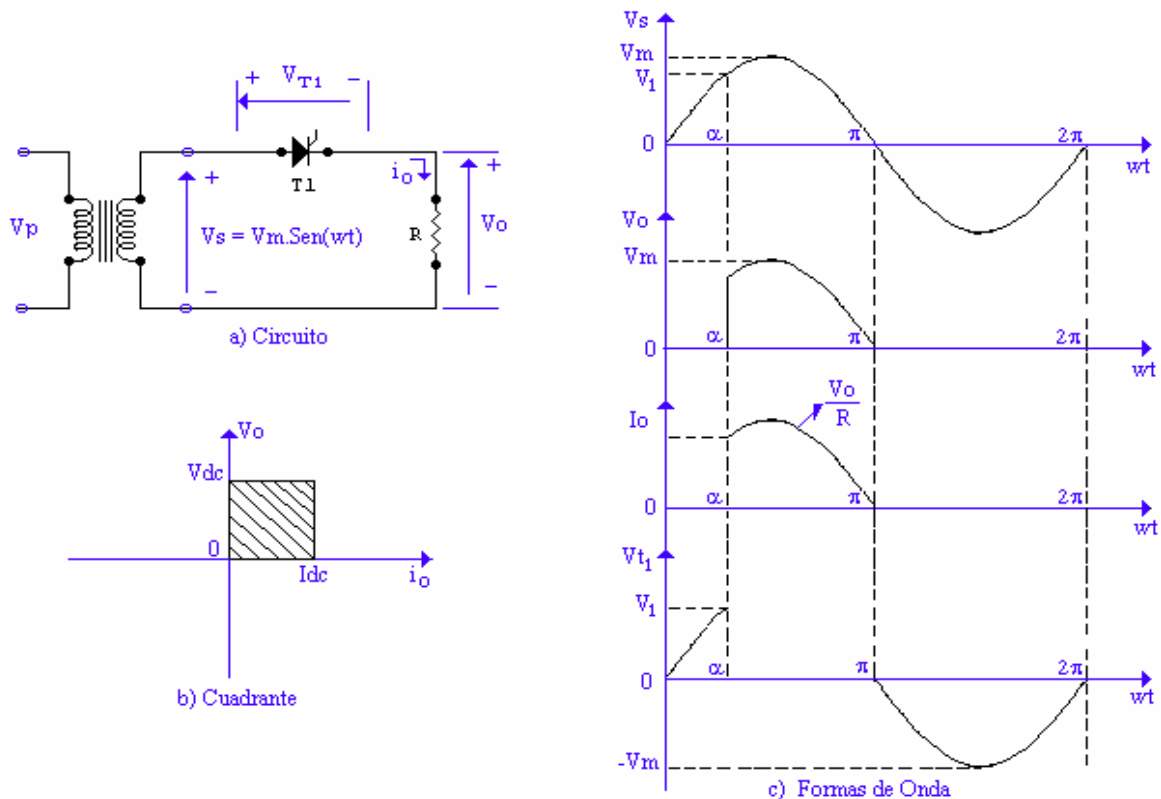


Figura 4.1. Convertidor Monofásico de Tiristor con Carga resistiva

El voltaje de salida rms esta dado por

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{2p} \int_a^p V_m^2 \cdot \text{Sen}^2(\omega t) * d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{4p} \int_a^p 1 - \text{Cos}((2\omega t)) * d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{p} \left(p - a + \frac{\text{Sen}(2a)}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (4-4)$$

4.4.

DISEÑ

Ángulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error V _{rms} med Vs V _{rms} cal
-----------------------	--------------------	---------------------	------------------	---

O

Diseñar

e implementar un circuito variador de corriente alterna monofásico, para alimentar una carga resistiva de 330 a una tensión de 131.6 V_{rms}, 60Hz y especificar la característica del tiristor.

4.5. SIMULACION

Desarrollar una simulación con los resultados obtenidos en el item anterior.

4.6. DATOS TABULADOS

Ángulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulado	I rms (A) Calculado	I rms (A) medido	% Error I _{rms} med Vs V I _{rms} cal

<i>Tabla de datos simulados,</i>	Ángulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error V _{rms} med Vs V _{rms} cal

Medidas y Calculadas

Con estos datos de corriente obtenidos experimentalmente graficar la relación de I_{ef}/I_{ef max} Vs ángulo de retardo, voltaje de línea Vs ángulo de retardo.

4.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

4.8. CONCLUSIONES

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA No. 5

5. VARIADOR DE CORRIENTE ALTERNA MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA – INDUCTIVA UTILIZANDO TRIAC

Tiempo de duración: 90 min.

5.1. OBJETIVOS

- Variar la tensión aplicada a una carga resistiva inductiva, por intermedio un circuito generador de pulsos sincronizado con la red que active un TRIAC.
- Visualizar y graficar la curva de tensión entre MT2 y MT1 del TRIAC.
- Obtener la corriente suministrada a la carga a diferentes ángulos de disparo.
- Graficar la tensión sobre la carga en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

5.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Barrido 20 Mhz.
- Protoboard.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos. Trms.

5.3. MARCO TEORICO

VARIADOR DE CORRIENTE MONOFÁSICO

La figura 5.1. representa el circuito de un variador de corriente monofásico. Dos tiristores T_1 y T_2 montados en un antiparalelo (o un triac) alimentan una carga, que generalmente es resistiva e inductiva, compuesta por una bobina y una resistencia. L es la inductancia total y R la resistencia total de la carga.

Los variadores de corriente no son utilizados prácticamente para cargas capacitivas a causa de las fuertes puntas de corriente que resultan en el instante de conexión de los tiristores.

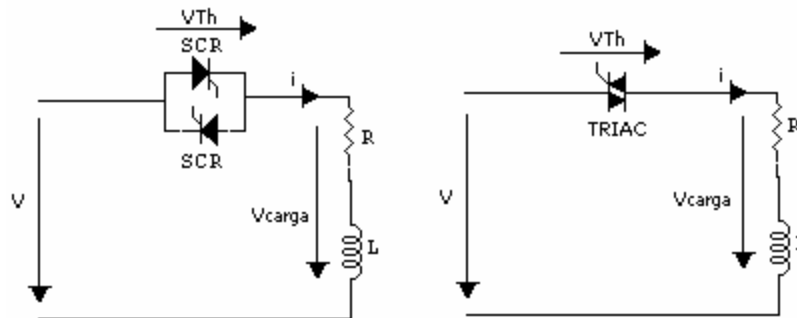


Figura 5.1. Montaje de un circuito variador de corriente monofásico

Carga Resistiva e Inductiva.

En el caso general de una carga resistiva e inductiva, la forma de las tensiones en la carga y en el tiristor, se muestran en la figura 5.2, junto con la grafica de la corriente i .

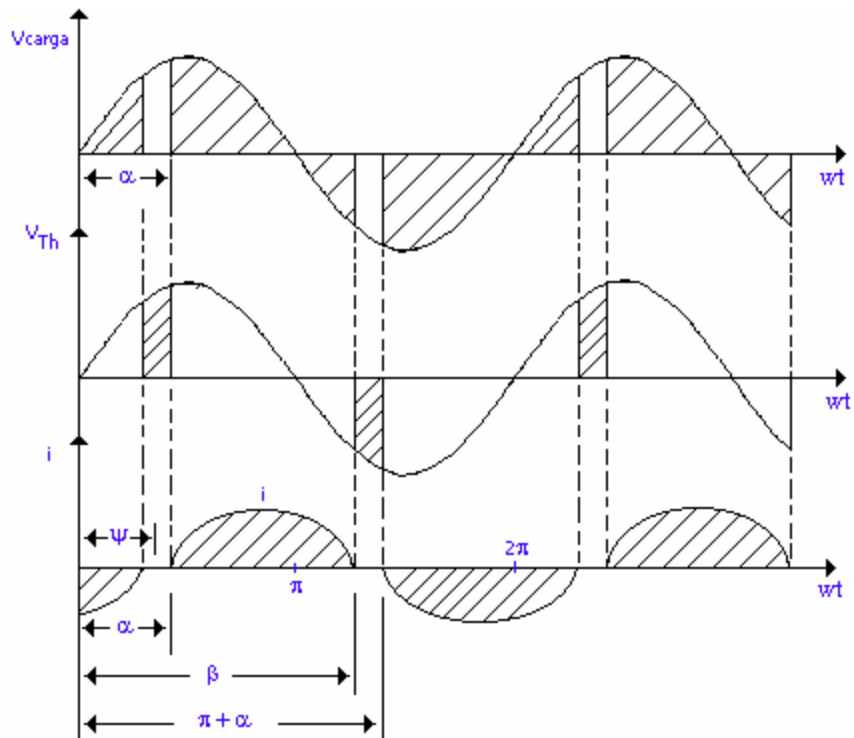


Figura 5.2 Forma de las tensiones y de la corriente en el montaje de un variador de corriente monofásico sobre carga resistiva e inductiva

Después del disparo de un tiristor, es válida la ecuación diferencial siguiente:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V \cdot \text{Sen}(wt) \quad (5.1)$$

la solución esta compuesta por una componente permanente (termino de régimen) y por una componente transitoria (termino transitorio). La primera puede ser fácilmente determinada utilizando el calculo complejo. Se encuentra

$$i_p = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (wL)^2}} \cdot \text{Sen}(wt - y) \quad (5.2)$$

donde

$$y = \arctan \frac{wL}{R} \quad (5.3)$$

es el desfase provocado por la carga resistiva e inductiva para un fenómeno alterno permanente.

La componente transitoria esta representada por una función exponencial decreciente de la forma

$$i_t = I_0 e^{-t/T} \quad (5.4)$$

con la constante de tiempo

$$T = L/R \quad (5.5)$$

del circuito resistivo inductivo de la carga. El factor I_0 se puede determinar teniendo en cuenta que en el instante correspondiente al disparo del tiristor T_1 en $wt = a$, la corriente resultante $i = i_p + i_t$ debe ser nula. se deduce

$$I_{to} = \frac{-V}{\sqrt{R^2 + (wL)^2}} \text{Sen}(wL - \mathbf{y}) e^{aR/wL} \quad (5.6)$$

la corriente I viene dada por $i = i_p + i_t$ y con (5.2), (5.4) y (5.6) se deduce

$$i = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (wL)^2}} \left[\text{Sen}(wt - \mathbf{y}) - e^{-(wt-a)R/wL} \text{Sen}(a - \mathbf{y}) \right] \quad (5.7)$$

esta ecuación es valida hasta el instante que la corriente se anula, es decir, cuando $wt = \beta$ (ver figura 5.2). El ángulo β debe deducirse de una ecuación trascendente, obtenida poniendo la ecuación (5.7) $i = 0$ y $wt = \beta$. Se tiene entonces

$$\left[\text{Sen}(\beta - \mathbf{y}) - e^{-(\beta-a)R/wL} \text{Sen}(a - \mathbf{y}) \right] = 0 \quad (5.8)$$

El tiristor T_2 es disparado en el instante $wt = a + p$. En la ecuación (5.7) es necesario reemplazar a por $p + a$.

La corriente i se hace (para $wt = p + a$) negativa.

La extinción del tiristor T_1 debe tener lugar antes de la aparición del impulso de disparo siguiente, actuando sobre el tiristor T_2 y teniendo lugar en el instante correspondiente a $wt = a + p$, pues de lo contrario T_2 no puede dispararse. Para satisfacer esta condición que se expresa por

$$\beta = p + a \quad (5.9)$$

Es necesario tener

$$a = ? \quad (5.10)$$

Efectivamente, en el caso contrario se obtiene $a < ?$ de (5.8) que $\text{seno}(\beta - ?) < 0$ o $\beta < ? = p$; de donde se deduce $\beta + a - ? = p + a$ o bien $\beta > p + a$. Esto esta en contradicción con la condición (5.9). El ángulo de retardo del disparo a debe pues ser mas elevado o igual al ángulo del desfase $?$ de la carga en régimen senoidal.

El desfase 1f de onda fundamental 1i de la corriente respecto a la tensión alterna U como se muestra en la figura (5.2) depende del ángulo de retardo del disparo a y del parámetro $?$ de la carga.

El contactor de corriente monofásico debe ser disparado periódicamente con un ángulo de retardo de disparo a igual a $?$. Así, la corriente i será de nuevo puramente senoidal y también en le primer disparo la componente transitoria es nula, como se deduce (5.6) con $a=?$.

Si la condición (5.10) no se cumple, el fenómeno resultante se ilustra en la figura 5.3 cuando $wt = a$, el tiristor T_1 se cierra y la corriente i_i circula por la carga. Para $wt = p + a$ un impulso se aplica a la puerta del tiristor T_2 .

sin embargo este último no puede cerrarse pues su tensión anodo – catodo es ligeramente negativa debido a la pequeña tensión en bornes dl tiristor T_1 en antiparalelo (tensión directa de las características reales) que aun conductor. La corriente i_1 se anula solamente en el instante $\omega t = \beta > \pi + \alpha$. En este instante, el tiristor T_2 , no recibiendo mas impulso de disparo en su puerta no puede dispararse. El mismo fenómeno se produce en el periodo siguiente. Por lo tanto solamente el tiristor T_1 conduce, y la carga es recorrida por una corriente pulsatoria unidireccional, que carga la red de alimentación con una componente continua, indeseable en una red alterna.

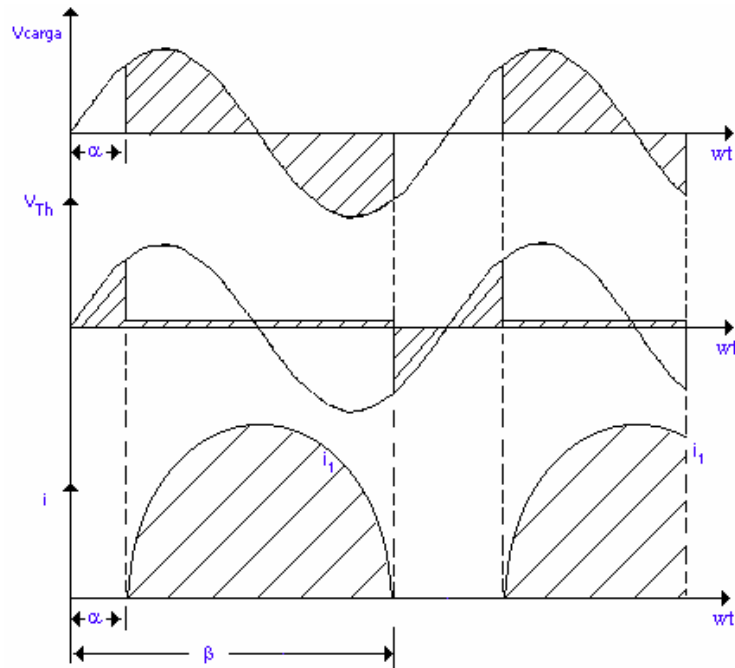


Figura 5.3. Forma de las tensiones y de la corriente en el montaje de un variador de corriente monofásico sobre carga resistiva – inductiva cuando la condición $\alpha = ?$ no se cumple.

Características de control

Para una carga resistiva e inductiva el valor de la I_{ef} depende del ángulo de retardo del disparo α , es decir, del control del variador de corriente monofásico, las curvas representadas en la figura 5.4 se llaman *características de control*.

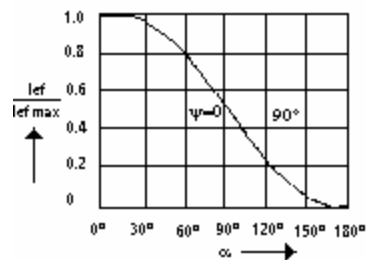


Figura 5.4. Características de control de un variador de corriente monofásico para carga resistiva ($\phi=0^\circ$) y carga inductiva ($\phi=90^\circ$).

5.4. DISEÑO

Diseñar un circuito Variador de corriente alterna monofásico que se alimenta con una tensión de $124.3V_{Rms}$, un F.P. de 0.707 y que tiene una inductancia de 42.5mH. determine los elementos a utilizar.

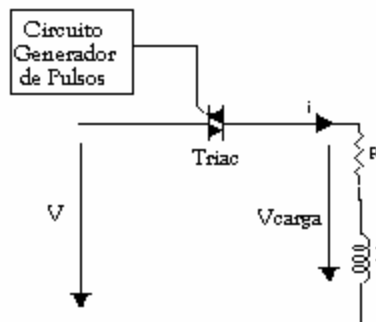


FIGURA 5.5. Circuito Variador utilizando TRIAC

5.5. SIMULACIÓN

Desarrollar una simulación en base a los resultados obtenidos en el ítem anterior.

5.6. DATOS TABULADOS Y EXPERIMENTACION

Ángulo de Disparo ($^\circ$)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med} / V_{rms\ cal}$
64.83 $^\circ$				
95.08 $^\circ$				
108.05 $^\circ$				
125 $^\circ$				
129.65 $^\circ$				

Tabla de voltajes simulados, calculados y medidos

Ángulo de Disparo ($^{\circ}$)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med} Vs I_{rms\ cal}$
64.83 $^{\circ}$				
95.08 $^{\circ}$				
108.05 $^{\circ}$				
125 $^{\circ}$				
129.65 $^{\circ}$				

Tabla de corriente simulado, calculado y medida

Con estos datos de voltaje y corriente obtenidos experimentalmente graficar la relación de Voltaje de línea vs α y $I_{ef}/I_{ef_{max}}$ vs α .

5.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

5.8. CONCLUSIONES

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA N° 6

6. CONVERTIDOR EN PUENTE ASIMETRICO MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA

Tiempo de duración: 90 min.

6.1. OBJETIVOS

- Observar mediante la gráfica de tensión de salida la región de operación del puente monofásico asimétrico.
- Analizar el comportamiento del puente monofásico, cuando un grupo de conmutación esta conformado por diodos.
- Obtener la forma de la tensión V_d sobre la carga resistiva – inductiva.
- Obtener la gráfica de la corriente I_d en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

6.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Transformador.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. Ancho de Banda de 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

6.3. MARCO TEÓRICO

6.3.1. CONVERTIDOR EN PUENTE RECTIFICADOR MONOFÁSICO SEMICONTROLADO O MIXTO

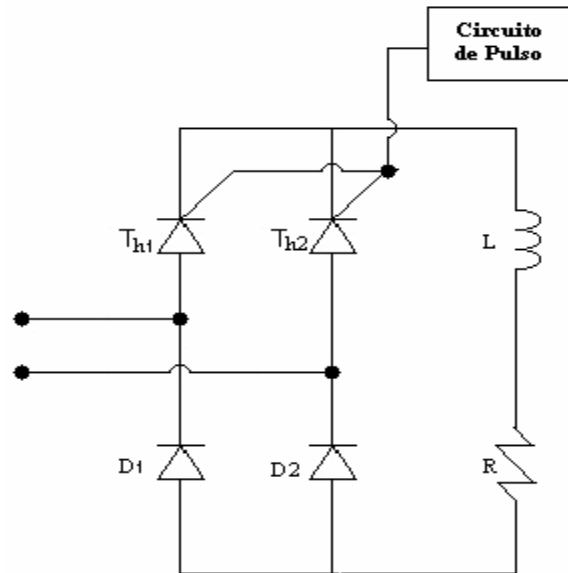


Figura 6.1. Diagrama de convertidor en puente asimétrico monofásico con carga resistiva-inductiva
En este montaje no hay posibilidad de obtener tensión negativa en la carga.

También se suele usar una configuración en la que el ánodo de un diodo está unido al cátodo del otro, y los tiristores también irán conectados así entre ellos, pero ocasiona problemas para controlar a los tiristores porque ambos tienen distinta referencia.

Durante el semiciclo positivo, el tiristor T_1 estará en polarización directa, y cuando el tiristor T_1 se dispara en $\omega t = \alpha$, la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T_1 y D_2 en el intervalo $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Cuando $\pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha)$ en el secundario habrá una tensión negativa, provocando el bloqueo de T_1 y que este y D_2 dejen de conducir, provocando la entrada en conducción del diodo volante D_3 , que se encargará de transferir la corriente a la carga. En el semiciclo negativo tendremos a T_2 en polarización directa y su conducción comenzará para $\omega t = \pi + \alpha$ hasta $\omega t = 2\pi$, conduciendo también D_2 .

A continuación se representan las formas de onda obtenidas con este tipo de rectificador:

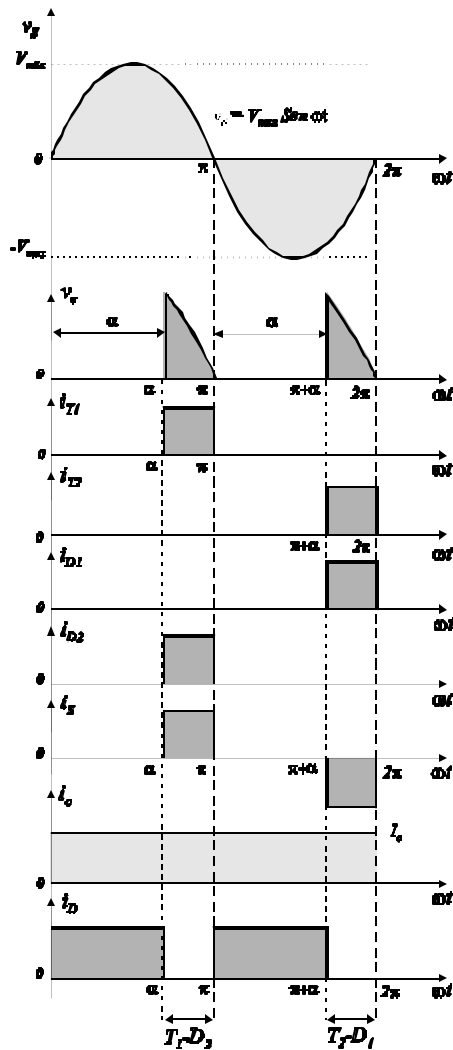


Figura 6. 2 Formas de

onda del puente rectificador.

Tensión media en la carga es:

$$V_{DC} = \frac{2}{2p} \int_a^p V_{\max} \text{Sen} \omega t \, d\omega t = \frac{V_{\max}}{p} (-\text{Cos} p + \text{Cos} a) = \frac{V_{\max}}{p} (1 + \text{Cos} a) \quad 6.1$$

y V_{DC} puede modificarse o variar, desde $2V_{\max}/\pi$, hasta 0 al variar α desde 0 hasta π . El voltaje promedio máximo de la salida es $V_{dm} = (2V_{\max}/\pi)$, el valor normalizado de la tensión en la carga es:

$$V_{n(dc)} = \frac{V_{DC}}{V_{dm}} = 0,5(1 + \text{Cosa})$$

6.2

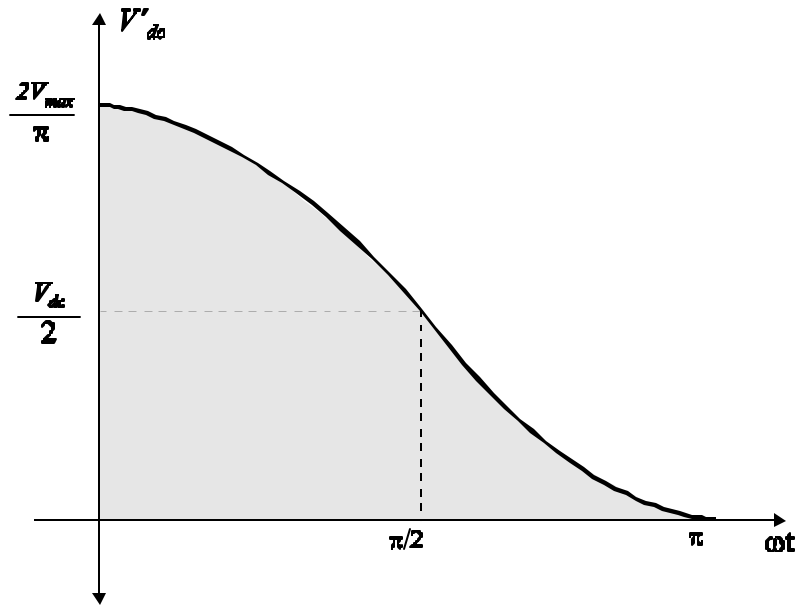


Figura 6.3 Característica de control del puente rectificador semicontrolado.

Tensión eficaz en la carga se determina a partir de:

$$V_{Rms} = \sqrt{\frac{2}{2p} \int_a^p (V_{\max} \text{Sen} \omega t)^2 d\omega t} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{p} \left(p - a + \frac{\text{Sen} 2a}{2} \right)}$$

6.3.

6.4. DISEÑO

Dado un puente rectificador monofásico semicontrolado asimétricamente, al que se le suministra una tensión de $128V_{RMS}$ y posee una carga resistiva inductiva.

Donde: $L=42.5mH$ y $R=66\Omega$. Obtener lo siguiente:

c) **Seleccionar los tiristores.**

d) **Calcular en la carga la Tensión media y la corriente para los ángulos de disparo: 30° , 60° , 90° , 120° .**

Angulo a	30°	60°	90°	120°
V_{dc} Calculado				
I_{dc} Calculada				

Tabla 1. Resultado de los cálculos de Corriente y tensión promedio, para diferente ángulos de disparo

6.5. SIMULACIÓN

Desarrollar una simulación con los resultados obtenidos en el ítem anterior.

6.6. DATOS TABULADOS

Angulo de Disparo ($^\circ$)	I_{DC} Simulado	I_{DC} Calculado	I_{DC} medido	% Error I_{rms} med Vs I_{rms} cal
30				
60				
90				
120				

Tabla 2. Corrientes Medidas y Calculadas

Angulo de Disparo ($^\circ$)	V_{DC} (V) Simulado	V_{DC} (V) Calculado	V_{DC} (V) medido	% Error V_{rms} med Vs V_{rms} cal

30				
60				
90				
120				

Tabla 3. Voltajes Simulados, Medidos y Calculados

Con estos datos de corriente obtenidos experimentalmente graficar la relación de Voltaje dc medido Vs del ángulo de retardo y corriente Vs ángulo de disparo.

6.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

6.8. CONCLUSIONES

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA N° 6

6. VARIADOR DE C.A. TRIFASICO CON CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA Y NEUTROS COMUNES

Tiempo de duración: 60 min.

6.1. OBJETIVOS

- Analizar el comportamiento de un variador de corriente alterna trifásico con neutros comunes.
- Visualizar y graficar la curva de tensión entre MT1 y MT2, de cada uno de los semiconductores de potencia.
- Visualizar la tensión sobre la carga en cada fase, en función del ángulo de disparo.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

6.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Tres Transformadores.
- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

6.3. MARCO TEÓRICO

6.3.1. Variador de Corriente Alterna Trifásico

La figura 6.1 representa el montaje de un variador de corriente trifásico. El circuito consta de tres pares de tiristores en antiparalelo conectados en serie con una carga resistiva - inductiva (R-L). Estas cargas simétricas están unidas a un punto neutro n , la red de alimentación (representada por las tres fases R, S y T) también tiene un punto neutro N . Cuando estos dos puntos son iguales ($n = N$), el montaje es de neutros comunes.

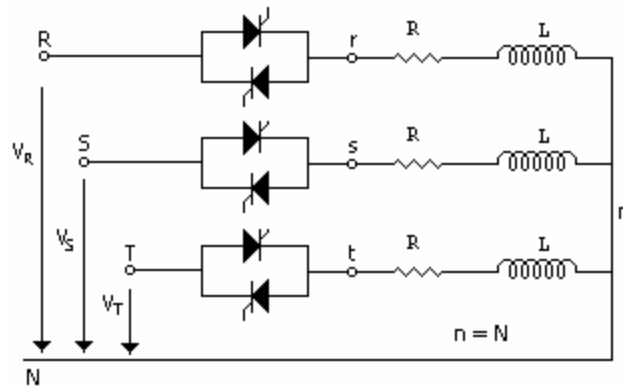


Figura 6.1. Diagrama del Variador de corriente trifásico con carga resistiva-inductiva y neutro comunes

Cabe resaltar que este sistema se comporta exactamente como tres circuitos monofásicos independientes, razón por la cual lo remitimos al laboratorio anterior.

6.4. DISEÑO

Diseñar un circuito Variador de corriente alterna trifásico que se alimenta con una tensión de $124.3V_{Rms}$ entre las fases y el neutro, un F.P. de 0.707 y que tiene una inductancia de 42.5mH. determine los elementos a utilizar.

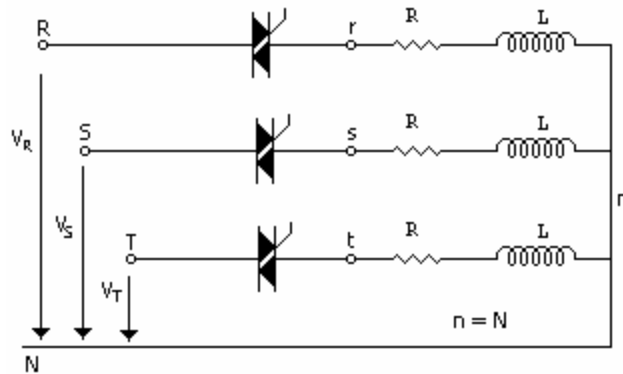


FIGURA 6.2. Circuito Variador Trifásico utilizando TRIAC

6.5. SIMULACION

Desarrollar una simulación con los resultados obtenidos en el ítem anterior.

6.6. DATOS TABULADOS

6.6.1. Tabla de Datos entre Fase R y Neutro

Angulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med} Vs V_{rms\ cal}$

Tabla 6.1. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase R y neutro

Angulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med} Vs I_{rms\ cal}$

Tabla 6.2. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase R y neutro.

6.6.2. Tabla de Datos entre Fase S y Neutro

Angulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med} Vs V_{rms\ cal}$

Tabla 6.3. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase S y neutro

Angulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med} Vs I_{rms\ cal}$

Tabla 6.4. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase S y neutro.

6.6.3. Tabla de Datos entre Fase T y Neutro

Angulo de Disparo (°)	V rms (V) Simulado	V rms (V) Calculado	V rms (V) medido	% Error $V_{rms\ med} Vs V_{rms\ cal}$

Tabla 6.5. Voltajes simulados, calculados y medidos entre la fase T y neutro

Angulo de Disparo (°)	I rms (A) Simulada	I rms (A) Calculada	I rms (A) medida	% Error $I_{rms\ med} Vs I_{rms\ cal}$

Tabla 6.6. Corrientes simuladas, calculadas y medidas entre la fase T y neutro.

6.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

6.8. CONCLUSIONES

LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA N° 9.

9. (VARIADOR D.C.)

Tiempo de duración: 60 min.

9.1. OBJETIVOS

- Obtener la forma de la tensión V_d sobre la carga, variando el ciclo útil de un generador de pulsos.
- Analizar el comportamiento del variador dc, cuando el circuito de conmutación es un Mosfet.
- Observar la variación de la corriente I_d , el voltaje V_d , en función de la frecuencia y el ciclo útil.
- Comprobar experimentalmente los parámetros que rigen el comportamiento del circuito diseñado y compararlos con los datos simulados y los obtenidos en forma teórica.

9.2. EQUIPOS Y MATERIALES

- Osciloscopio. (Marca Tecktronic) Sensitividad vertical de 5mV - 5 V/cm para cada canal, velocidad de barrido horizontal de 0.2 μ S/cm a 0.5 s/cm. 20MHz.
- Multímetro: con un mínimo de 3-1/2 dígitos.

9.3. MARCO TEÓRICO

9.3.1. VARIADORES DE LA TENSIÓN CONTINUA

Para variar una corriente continua proveniente de una fuente de tensión continua constante, es necesario utilizar el principio del troceador, es decir, conectar y desconectar la carga periódicamente. Esto es posible con un variador de corriente continua de pulsación. Para el estudio del funcionamiento se utilizará el montaje de la figura 9.1

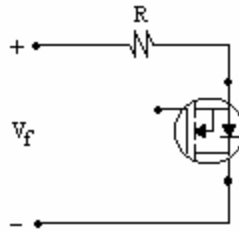


Figura 9.1 Montaje de un Variador de Corriente Continua

Durante el periodo de conexión t_e la tensión V_s es igual a la de la fuente y la corriente i_e corresponde a la corriente i_s que circula por la carga.

Si el periodo de conexión es t_d , la tensión V_s es nula y la corriente i_e se anula.

Sea t_e la duración de la conexión y t_d la duración de la desconexión.

El valor medio de la tensión continua en bornes de la carga se obtiene mediante

$$V_s = \frac{t_e}{t_e + t_d} V_f \quad (9.1)$$

El valor medio de la corriente continua en bornes de la carga se obtiene mediante

$$I_s = \frac{t_d}{t_e + t_d} I_f \quad (9.2)$$

El valor medio de la tensión V_s depende de la duración de la conexión t_e y de la desconexión t_d , como se ha deducido fácilmente de la ecuación 9.1.

Para hacer variar la tensión continua es necesario hacer modificar los valores t_e y t_d . Con este fin existen distintas posibilidades, por una parte la variación directa de las duraciones t_e y t_d mediante

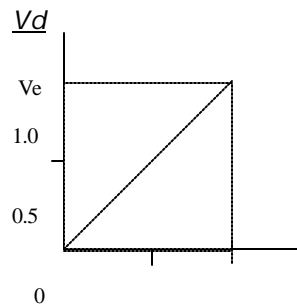
una modulación de impulsos en duración o en frecuencia y por otra parte influenciando indirectamente las duraciones t_e y t_d mediante una regulación de la corriente continua, con la ayuda de un regulador de dos posiciones.

Todos estos modos de variación de la tensión continua tienen una influencia sobre el rizado de la corriente continua i_s . A fin de que la ondulación de corriente permanezca pequeña, es necesario que el periodo de la pulsación sea pequeño. La frecuencia de pulsación debería ser lo más elevada posible. Por otra parte, con una frecuencia de pulsación f_p elevada las pérdidas de conmutación en el caso real tomarían una importancia inadmisibles.

9.3.1.2. Característica Ideal

Actuando sobre la reacción de conexión $t_e/(t_e + t_d)$. Es posible variar la tensión continua V_d en bornes de la carga. Según la ecuación (9.1) se trata de una relación lineal cuya característica ideal se representa en la fig. 9.2. Esta característica es independiente de la corriente continua I_d

Fig. 9.2. Característica ideal de un variador de corriente continua



9.3.2. MODULACIÓN DE IMPULSOS EN DURACIÓN

En el caso de la modulación de los impulsos en duración, la frecuencia f_p permanece constante. Se varía la duración de la conexión t_e actuando simultáneamente sobre la duración de la desconexión

t_d de tal manera que la suma de $t_e + t_d$ que corresponde al periodo de pulsación $T_p = 1/f_p$ permanezca constante (véase la figura 9.3.)

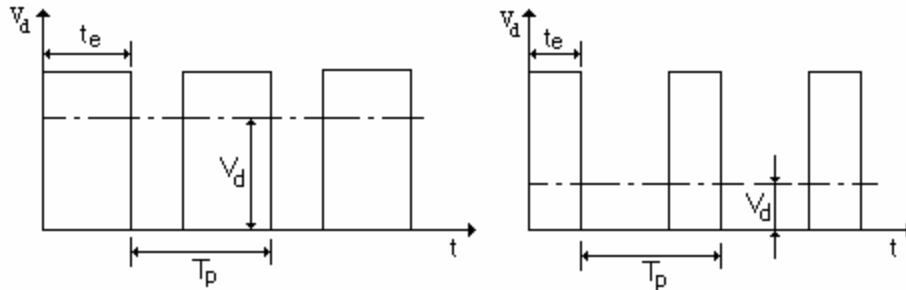


Fig. 9.3. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Duración (Periodo de pulsación T_p constante)

6.3.3. MODULACIÓN EN IMPULSOS EN FRECUENCIA

En el caso de la modulación de los impulsos en frecuencia, la duración de la conexión t_e se mantiene constante variando la duración de la desconexión t_d y en consecuencia el periodo de pulsación T_p (figura 9.4). esto implica una variación de la frecuencia de la pulsación f_p .

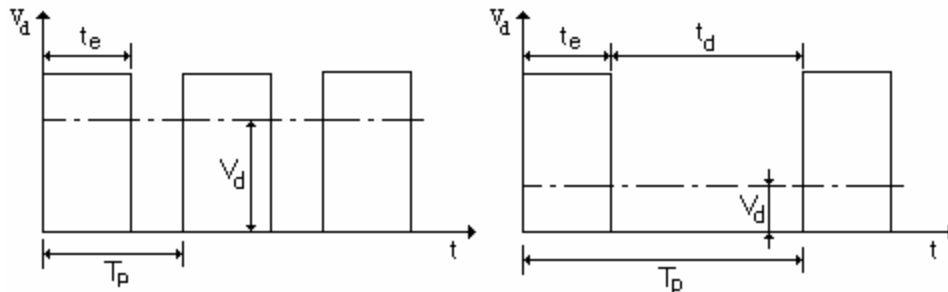


Fig. 9.4. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Frecuencia (Tiempo de conexión t_e constante)

Para disminuir la tensión continua V_s , es necesario disminuir la frecuencia de pulsación f_p . Esta última está limitada hacia abajo, para evitar una ondulación de la corriente continua demasiado elevada.

Otra posibilidad de la modulación de los impulsos en frecuencia consiste en tener constante la duración de la desconexión t_d y variar la duración de la conexión t_e y en consecuencia el periodo de pulsación T_p (Fig. 9.5), interviniendo sobre la frecuencia de pulsación f_p .

Para disminuir la tensión continua de salida es necesario, en este caso, aumentar la frecuencia de pulsación f_p .

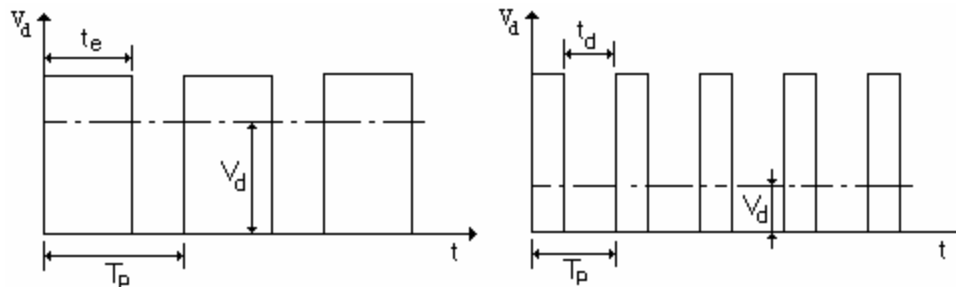


Fig. 9.5. Variador de Tensión Continua Modulación Impulsos en Frecuencia (Tiempo de desconexión t_d constante)

9.4. DISEÑO

Dado el circuito de la figura 9.6, en donde: $V_f = 12$ dc y $R = 6 \Omega$

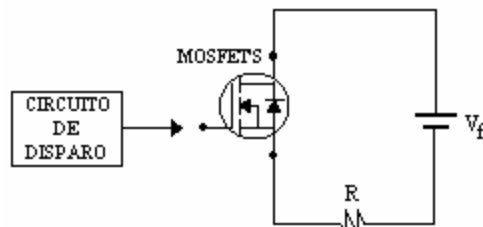


Fig. 9.6. Circuito Variador DC

Se pide:

4. Diseñar un circuito de control para obtener un tren de pulsos. Que cumpla con las siguientes condiciones:
 - a. La duración del periodo sea de 1ms.
 - b. Variar el ciclo útil del pulso.
5. En base al circuito generador de pulsos colocar el ciclo útil en los siguientes porcentajes y llenar la tabla 1.

Porcentaje del ciclo útil	Voltaje Calculado	Corriente Calculada
20%		
40%		
60%		
80%		

Tabla 1. Voltaje de salida a diferentes ciclos útil

6. Con el generador variar la frecuencia del tren de pulsos a los siguientes rangos y colocando el ciclo útil a un 50%, llenar la tabla 2.

Frecuencia	Voltaje Calculado	Corriente Calculada
10 Hz.		
100 Hz.		
500 Hz.		
1000 Hz.		

Tabla 2. Voltajes de salida a diferentes rangos de frecuencia

9.5. SIMULACION

Desarrollar una simulación en base a los resultados obtenidos en el ítem anterior

9.6. DATOS TABULADOS

%	V Calc.	V Sim	V Exp	% Error
20%				
40%				
60%				
80%				

Tabla 7 Comparación de voltajes tablas 2 y 3.

%	I Calc.	I Sim	I Exp	% Error
20%				
40%				
60%				
80%				

Tabla 8 Comparación de Corrientes tablas 2 y 3.

Datos tabulados para diferentes frecuencias

f	V Calc.	V Sim	V Exp	% Error
10Hz				
100Hz				
500Hz				
1kHz				

Tabla 9 Comparación de voltajes tabla 5 y 6.

f	I Calc.	I Sim	I Exp	% Error
10Hz				
100Hz				
500Hz				
1kHz				

Tabla 10 Comparación de Corrientes tabla 5 y 6.

9.7. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

9.8. CONCLUSIONES