



**INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE CIUDAD MADERO**



**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE UN REGULADOR
TRIFÁSICO DE TENSION ELÉCTRICA BASADO EN
DOS INTERRUPTORES**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. SAMUEL MAR BARÓN

ASESOR

DR. JULIO CESAR ROSAS CARO



**INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE CIUDAD MADERO**



**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE UN REGULADOR
TRIFÁSICO DE TENSIÓN ELÉCTRICA BASADO EN
DOS INTERRUPTORES**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. SAMUEL MAR BARÓN

JURADO

PRESIDENTE: DR. JULIO CESAR ROSAS CARO
SECRETARIO: MC. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
VOCAL: DR. RUBÉN SALAS CABRERA
SUPLENTE: M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

Dedicatoria

*A la memoria de mi Padre:
Por siempre estar a mi lado, por su apoyo incondicional y su amor sin límites. Sigo caminando de tu mano papi.*

*A mi Madre:
Por su ejemplo de trabajo y su alegría por la vida. Gracias Mamá por apoyarme con mis hijos, por tu tiempo y paciencia. Sin ti yo no hubiera tenido la tranquilidad para terminar este proyecto profesional.*

*A mi hermana Alma Leticia:
Por siempre ayudarme, por su cariño y la extensión de él hacia mis hijos. Gracias flaca por tu comprensión y tus consejos.*

*A Gaby:
Por animarme a retomar y concluir mi trabajo de tesis; por hacerme ver que éste es un ejemplo de vida para mis hijos.*

*A mis hijos Raúl Samuel y Jesús Abraham:
Por ser las personas más importantes en mi vida, por quien trabajo todos los días para ser mejor persona, por ser mi motor y la razón por la cual yo quiero superarme día a día. Los amo!*

A mis familiares y amigos.

Agradecimientos

***A la Dirección General de Educación Superior
Tecnológica por el apoyo recibido para concluir este
trabajo, realizado en el marco del proyecto: “Análisis de
topologías de convertidores de potencia con alto factor de
elevación para aplicación a fuentes renovables de energía”
con No.de registro MAD-MIE-2009-21 ante la DGEST***

***Al M.D. Oscar Javier Alonso Banda
Director del ITCM:
Por su apoyo decidido en los trámites administrativos
pero sobre todo por la calidad humana al invitarnos a
concluir este proyecto profesional.***

***A mi asesor Dr. Julio Cesar Rosas Caro
Por su tiempo, enseñanzas y sencillez al compartirlas
con un servidor.***

***A los Maestros Sinodales:
Por el tiempo dedicado a la revisión y aportaciones
para la mejora del presente trabajo.***

Resumen

Análisis y Simulación de un Regulador trifásico de Tensión Eléctrica Basado en Dos Interruptores

Presenta: Ing. Samuel Mar Barón

Asesor: Dr. Julio Cesar Rosas Caro

Este trabajo propone el análisis y simulación de una topología de regulador trifásico de tensión eléctrica que usa solos dos interruptores y es capaz de controlar la tensión por modulación de ancho de pulso “PWM”, dando una gran confiabilidad, con una etapa de conmutación simple y más barato en comparación con otras configuraciones disponibles que utilizan al menos cuatro interruptores. La topología analizada es conveniente para la regulación de tensión eléctrica en los sistemas de distribución en estado estacionario y corrige las variaciones de tensión eléctrica como: Depresión de Tensión eléctrica (sags) y Parpadeo (flickers), especialmente diseñado para rechazar disminuciones de tensión causadas por arranques de grandes motores, el regulador propuesto a ser analizado no cuenta con elementos de almacenamiento de energía.

El control PWM es basado en una señal de corriente continua asíncrona de la red, siendo que la fase y frecuencia de las señales está en función del tensión eléctrica de entrada y el arreglo de transformadores, el sistema de control no necesita de lazo de amarre por fase “PLL” y no necesita resolver ecuaciones trigonométricas para su sincronización con la red, con lo que las perturbaciones de frecuencia y fase no afectan al PWM. Mientras que el control se puede lograr con un controlador análogo o con un microcontrolador de bajo costo.

El análisis detallado se presenta con un regulador trifásico de tensión eléctrica de 220 V simulado en el software SaberSketch y se demuestra la validez del propósito.

Abstract

Analysis and Simulation of a Three-Phase Voltage Regulator Based on Two Switches

Presents: Engineer Samuel Mar Barón

Advisor: Dr. Julio Cesar Rosas Caro

This work proposes the analysis and simulation of a three-phase voltage regulator which uses only two driven switches controlled by pulse width modulation PWM improving the reliability and making the switching stage simpler and cheaper compared with other available topologies that use at least four switches. The analyzed topology can be used for steady state regulation of voltage in the distribution system and it can reject transient disturbances such as sags and flicker, it is specially designed to reject sags produced by a big motor start, the proposed regulator doesn't have energy storage elements.

The PWM control of the analyzed converter is asynchronous from the grid, since the output voltage phase and frequency is given by the transformer arrangement and duty cycle, the control doesn't need neither a phase locked loop PLL nor trigonometric calculations for synchronization (such as other available topologies), which makes phase and frequency perturbation doesn't affect the PWM control, while the control can be implemented with a low cost analog controller or a microcontroller.

The detailed analysis is presented with a 220V three-phase voltage regulator simulated in SaberSketch software for validating the principle of operation.

Contenido

	<i>Página</i>
Dedicatoria	2
Agradecimientos	3
Resumen	4
Abstract	5
Contenido	6
Lista de figuras	9
Capítulo 1: Introducción.	16
1.1. Antecedentes.	17
1.1.1. Pico de tensión eléctrica.	17
1.1.2. Depresión de tensión eléctrica (sags).	18
1.1.3. Dilatación de tensión eléctrica (swell).	18
1.1.4. Sobretensión eléctrica.	19
1.1.5. Parpadeo (flickers).	19
1.1.6. Interrupciones de energía.	20
1.1.7. Ruido eléctrico.	20
1.1.8. Distorsión armónica.	21
1.2. Planteamiento del problema.	21
1.3. Justificación.	21
1.4. Objetivos.	22
1.4.1. Objetivo general.	22
1.4.2. Objetivos Específicos.	22
1.5. Hipótesis.	23
1.6. Alcances y limitaciones.	23
Referencias.	24

Capítulo 2:	Marco teórico.	25
2.1.	Introducción.	26
2.2.	El cicloconvertidor.	26
2.3.	El convertidor matricial.	27
2.4.	El convertidor matricial indirecto.	35
2.5.	El convertidor vectorial.	36
2.6.	Convertidores sin cambio de frecuencia.	42
2.7.	Regulador propuesto para ser analizado.	43
	Referencias.	45
Capítulo 3:	Convertidores con enlace de CA.	49
3.1.	Historia de los convertidores con enlace de CA.	50
3.2.	El convertidor vectorial simplificado.	66
3.3.	Conclusión del capítulo.	72
	Referencias.	73
Capítulo 4:	Análisis del regulador trifásico de tensión eléctrica basado en dos interruptores.	78
4.1.	Introducción.	79
4.2.	Topología propuesta para su análisis.	81
4.3.	Formas de onda de la operación del convertidor.	86
4.3.1.	Simulación preliminar.	87
4.3.2.	Simulación de rechazo de Sag.	91
4.4.	Conclusiones del capítulo.	96
	Referencias.	97

Capítulo 5:	Simulación de regulador trifásico de tensión eléctrica de dos interruptores.	100
5.1.	Introducción.	101
5.2.	Entorno del programa Saber Sketch.	101
5.3.	Fuentes de tensión eléctrica trifásica.	103
5.4.	Circuito compensador de tensión eléctrica.	108
5.5.	Carga trifásica.	111
5.6.	Puente de diodos.	114
5.7.	Circuito simulador de caída de tensión eléctrica.	117
5.8.	Circuito de control por PWM.	120
5.9.	Circuito Snubber.	128
5.10.	Medidor de tensión eléctrica en la carga.	131
5.11.	Ejecución de la simulación.	144
5.12.	Visualización de los resultados de la simulación.	147
5.13.	Conclusiones del capítulo.	152
Capítulo 6:	Conclusiones y trabajos futuros	153
6.1.	Conclusiones.	154
6.2.	Recomendaciones para trabajos futuros.	155
6.3.	Publicaciones realizadas.	157

Lista de Figuras

	Página
Figura 1.1. Pico de tensión eléctrica.	17
Figura 1.2. Depresión de tensión eléctrica.	18
Figura 1.3. Dilatación de tensión eléctrica.	18
Figura 1.4. Sobretensión eléctrica.	19
Figura 1.5. Parpadeo.	19
Figura 1.6. Interrupción de energía.	20
Figura 1.7. Ruido eléctrico.	20
Figura 1.8. Distorsión armónica.	21
Figura 2.1. Cambiador de frecuencia (a) rectificador (b) inversor.	26
Figura 2.2. Cicloconvertidor de 3x3.	27
Figura 2.3. Convertidor matricial de 3x3.	27
Figura 2.4. Filtro de entrada.	31
Figura 2.5. Interruptores bidireccionales.	33
Figura 2.6. Matriz de conmutación con interruptores tipo Fig. 2.5(a).	34
Figura 2.7. Circuito fijador de sobretensiones eléctricas.	35
Figura 2.8. Convertidor matricial indirecto.	36
Figura 2.9. Convertidor vectorial trifásico de 3x1.	37
Figura 2.10. Tensión eléctrica de salida obtenible para tres tensiones eléctrica de entrada desfasadas 120 grados eléctricos.	39
Figura 2.11. Implementación del convertidor de la Fig. 2.9.	40
Figura 2.12. Compensador en serie basado en el VeSC (a) línea de transmisión (b) capacitores de compensación (c) VeSC de 2x1 (d) transformador de inyección en serie.	41
Figura 2.13. UPFC basado en un VeSC (a) línea de transmisión (b) transformadores cambiadores de fase (d) transformador de inyección en serie.	41

Figura 2.14.	Convertidor Buck AC-AC trifásico.	42
Figura 2.15.	Convertidor Boost AC-AC trifásico.	43
Figura 2.16.	Topología propuesta para ser analizada y simulada.	44
Figura 3.1.	Circuito de potencia propuesto en.	50
Figura 3.2.	Cortador de CA, D es el ciclo de trabajo de S1, configuraciones (a) monofásica (b) trifásica.	51
Figura 3.3.	Convertidor Buck con enlace de CA basado en interruptores de dos cuadrantes.	51
Figura 3.4.	Convertidor con enlace de CA tipo Buck basado en 4 interruptores controlados por compuerta.	52
Figura 3.5.	Convertidor con enlace de CA tipo Buck.	53
Figura 3.6.	Circuito equivalente cuando $S1=1$ y $S2=0$.	54
Figura 3.7.	Circuito equivalente cuando $S1=0$ y $S2=1$.	55
Figura 3.8.	Convertidor Boost con enlace de CA.	57
Figura 3.9.	Convertidor Buck-Boost con enlace de CA.	57
Figura 3.10.	Esquemático del UPFC basado en el convertidor matricial instalado en una línea de transmisión.	58
Figura 3.11.	Izquierda: Cambiador de fase híbrido, el convertidor se muestra dentro de la caja blanca en la parte inferior, Derecha: convertidor tipo Buck utilizado.	59
Figura 3.12.	Compensador serie basado en convertidor con enlace de CA (a) monofásico (b) trifásico.	60
Figura 3.13.	Controlador gama basado en un convertidor con enlace de CA asistido por transformador cambiador de fase.	61
Figura 3.14.	Convertidor con enlace de CA tipo Buck con dos interruptores.	62
Figura 3.15.	Convertidor con enlace de CA tipo Boost con dos interruptores.	63
Figura 3.16.	Convertidor con enlace de CA tipo Buck-Boost con dos interruptores.	63
Figura 3.17.	Convertidor con enlace de CA tipo Cuk con dos interruptores.	64
Figura 3.18.	Convertidor trifásico vectorial simplificado de $N \times 1$.	66

Figura 3.19.	Convertidor trifásico vectorial simplificado de 2x1 (a) interruptores bidireccionales trifásicos (b) entradas de tensión eléctrica trifásica (c) Salida trifásica.	67
Figura 3.20.	(a) y (b) interruptores bidireccionales de dos puertos (c) y (d) interruptores bidireccionales de tres puertos.	68
Figura 3.21.	Circuito equivalente cuando S1 está encendido y S2 está apagado.	68
Figura 3.22.	Circuito equivalente cuando S1 está apagado y S2 está encendido.	69
Figura 4.1.	Compensadores basados en enlace de CA (a) sin transformador (b) con transformadores.	80
Figura 4.2.	Topología propuesta para ser estudiada con las principales señales.	83
Figura 4.3.	Circuitos equivalentes (a) S1=on y S2=off, (b) S1=off y S2=on.	84
Figura 4.4.	Convertidor propuesto modelado como un convertidor de conmutación vectorial simplificado SVEsC de 2x1.	86
Figura 4.5.	Espectro armónico de la tensión eléctrica recortada V_{a2n2} de la Fig. 2, el eje vertical está en Volts, mientras que el horizontal está en Hertz y en orden de la armónica.	87
Figura 4.6.	Espectro armónico de la tensión eléctrica en la carga V_{a3n3} de la Fig. 2.	89
Figura 4.7.	Formas de onda de tensión eléctrica y corriente en los interruptores.	90
Figura 4.8.	Compensador con control de tensión eléctrica de salida.	93
Figura 4.9.	Medidor de tensión eléctrica para propósito de retroalimentación.	94
Figura 4.10.	Tensión eléctrica de entrada y salida durante la disminución de tensión eléctrica, tensiones eléctricas de CA y valores RMS calculados con la transformación de Clarke.	94
Figura 4.11.	Espectro armónico de la tensión eléctrica recortada después del filtro V_{a4n2} de la Fig. 4.8.	95
Figura 4.12.	Espectro armónico de la tensión eléctrica de la salida V_{a3n3} de la Fig. 4.8.	96
Figura 5.1.	Icono de programa Saber Sketch.	101
Figura 5.2.	Inicio de programa Saber Sketch.	102

Figura 5.3.	Ventana de trabajo del software Saber Sketch.	102
Figura 5.4.	Librería de partes.	103
Figura 5.5.	Selección de fuente de tensión eléctrica sinusoidal.	104
Figura 5.6.	Propiedades de la tensión eléctrica sinusoidal.	104
Figura 5.7.	Propiedades de fuente de tensión eléctrica sinusoidal.	105
Figura 5.8.	Rotación de fuente de tensión eléctrica.	105
Figura 5.9.	Copiar y pegar fuente de tensión eléctrica sinusoidal.	106
Figura 5.10.	Tres fuentes de tensión eléctrica sinusoidales.	106
Figura 5.11.	Selección de tierra o común.	107
Figura 5.12.	Fuente de tensión eléctrica trifásica.	107
Figura 5.13.	Seleccionando transformador.	108
Figura 5.14.	Propiedades del Transformador.	109
Figura 5.15.	Tres transformadores con relación 5:1.	109
Figura 5.16.	Conexión en estrella de tres transformadores con relación 5:1.	110
Figura 5.17.	Transformador con relación 1:1.	110
Figura 5.18.	Conexión de tres transformadores con relación 1:1.	111
Figura 5.19.	Selección de inductor.	111
Figura 5.20.	Propiedades de Inductor.	112
Figura 5.21.	Inductancia de carga.	112
Figura 5.22.	Resistor de carga.	113
Figura 5.23.	Asignación de valor a resistor.	113
Figura 5.24.	Carga trifásica.	114
Figura 5.25.	Selección de diodo.	114
Figura 5.26.	Propiedades del Diodo.	115
Figura 5.27.	Puente de diodos	115
Figura 5.28.	Selección de interruptor.	116
Figura 5.29.	Propiedades de Interruptor.	116
Figura 5.30.	Conexión de interruptores a puente de diodos.	117
Figura 5.31.	Selección de Multiplicador de tensión eléctrica.	117
Figura 5.32.	Tres multiplicadores de tensión eléctrica conectados en serie con la alimentación trifásica.	118
Figura 5.33.	Selección de un generador de pulsos.	118

Figura 5.34.	Propiedades del generador de pulsos.	119
Figura 5.35.	Circuito simulador de caída de tensión eléctrica trifásica.	119
Figura 5.36.	Sumador de dos entradas.	120
Figura 5.37.	Propiedades del sumador de 2 entradas.	121
Figura 5.38.	Selección del generador de señal de control PWL.	121
Figura 5.39.	Propiedades del generador de señal de control PWL.	122
Figura 5.40.	Conexión del Sumador y generador de señal de control PWL.	122
Figura 5.41.	Propiedades del bloque PI.	123
Figura 5.42.	Selección de interface “Var a Voltage”.	123
Figura 5.43.	Conexión de interface “Var a Voltage”.	124
Figura 5.44.	Selección de comparador de señales.	124
Figura 5.45.	Propiedades del comparador de señales.	125
Figura 5.46.	Selección de generador de señal triangular.	125
Figura 5.47.	Propiedades del Generador de señal triangular.	126
Figura 5.48.	Conexión de generador de señal triangular a comparador.	126
Figura 5.49.	Propiedades del inversor.	127
Figura 5.50.	Circuito de control PWM para los dos interruptores.	127
Figura 5.51.	Selección de resistor para circuito snubber.	128
Figura 5.52.	Propiedades de resistor del filtro RC.	129
Figura 5.53.	Selección de capacitor.	129
Figura 5.54.	Propiedades del circuito RC.	130
Figura 5.55.	Circuito RC en la carga.	130
Figura 5.56.	Medidor de tensión eléctrica para propósito de retroalimentación.	131
Figura 5.57.	Selección de resistor para medidor de tensión eléctrica.	131
Figura 5.58.	Propiedades de resistencia de medidor de tensión eléctrica.	132
Figura 5.59.	Selección de resistor para filtro pasa bajas del medidor de tensión eléctrica.	132
Figura 5.60.	Asignación de valor resistivo a filtro RC pasa bajos del medidor de tensión.	133
Figura 5.61.	Selección de Capacitor de filtro RC pasa bajas del medidor de tensión.	133

Figura 5.62.	Asignación de valor del capacitor del filtro RC pasa bajos del medidor de tensión eléctrica.	134
Figura 5.63.	Filtro trifásico RC pasa bajos de medidor de tensión eléctrica.	134
Figura 5.64.	Selección de “Ideal Voltage Sensor”.	135
Figura 5.65.	Parámetros del “Ideal Voltage Sensor”.	135
Figura 5.66.	Conexión de acoplador se señal.	136
Figura 5.67.	Seleccionando sumador de 3 entradas.	136
Figura 5.68.	Propiedades de sumador de 3 entradas.	137
Figura 5.69.	Conexión de sumador de 3 entradas.	137
Figura 5.70.	Selección de sumador de 2 entradas.	138
Figura 5.71.	Asignación de ganancia del sumador de 2 entradas.	138
Figura 5.72.	Conexión del sumador de 2 entradas.	139
Figura 5.73.	Selección de Multiplicador.	139
Figura 5.74.	Propiedades del multiplicador.	140
Figura 5.75.	Conexión de multiplicadores del medidor de tensión eléctrica.	140
Figura 5.76.	Selección de sumador de 2 entradas.	141
Figura 5.77.	Asignación de ganancia unitaria a sumador.	141
Figura 5.78.	Conexión de sumador de 2 entradas con ganancia unitaria.	142
Figura 5.79.	Selección de la función de raíz cuadrada.	142
Figura 5.80.	Propiedades de la Función Raíz Cuadrada.	143
Figura 5.81.	Círculo medidor terminado.	143
Figura 5.82.	Botón para abrir el SaberGuide.	144
Figura 5.83.	Ventana con la barra de SaberGuide.	144
Figura 5.84.	Ventana de los parámetros de simulación.	145
Figura 5.85.	Ventana de los parámetros de simulación.	146
Figura 5.86.	Ventana principal del programa SaberScope.	147
Figura 5.87.	Gráficas de la tensión eléctrica de alimentación.	147
Figura 5.88.	Ventana de atributos de la señal.	148
Figura 5.89.	Todas las tensiones eléctricas en la misma región del stack.	149
Figura 5.90.	Todas las tensiones eléctricas en la misma región del stack.	149

Figura 5.91.	Zoom en el tiempo en las tensiones eléctricas de entrada y salida.	150
Figura 5.92.	Corrientes en la carga y tensión eléctrica en la entrada de alimentación.	151
Figura 5.93.	Corriente en el inductor de la fase A y tensión eléctrica de entrada en la fase A.	151
Figura 5.94.	Tensiones eléctricas de entrada y señales medidas con la transformación de Clarke.	152
Figura 6.1.	Configuración para la inyección de tensión eléctrica positiva y negativa.	155
Figura 6.2.	Configuración multinivel.	156

Capítulo

1

Introducción

Este capítulo muestra una introducción al trabajo a desarrollar, se presentan los antecedentes del trabajo, la definición del problema, la justificación del mismo, así como los objetivos, la hipótesis, los alcances y limitaciones.

1.1. ANTECEDENTES.

Debido a la gran demanda del consumo eléctrico y la dinámica en el mercado mundial, la problemática que existe en la calidad de energía especialmente en los países latinoamericanos ha aumentado dramáticamente. Las ramas industriales, comerciales, bancaria, telecomunicaciones, informática, doméstica etc., han sido vulneradas, produciendo una pérdida económica incuantificable. La multiplicidad de inconvenientes, pérdidas de tiempo y dinero que han sufrido empresas y personas del común, en sus equipos electrónicos, plataformas de datos, equipos de telecomunicaciones, domésticos, etc. No han sido en vano, beneficiando los avances tecnológicos en cuanto a equipos de protección eléctrica se refiere. Los problemas eléctricos se refieren básicamente a apagones, subidas y bajas de tensión eléctrica, ruidos, picos de tensión eléctrica, interrupciones de suministro eléctrico, entre otras, creando la necesidad de contar con productos, equipos y servicios que ofrezcan soluciones de alta calidad y confiabilidad, garantizando la continuidad de las operaciones cotidianas del usuario. El 92% de los problemas eléctricos se refiere a la bajada de tensión eléctrica.

1.1.1. Pico de tensión eléctrica [1].

Es un incremento en el nivel de tensión eléctrica que dura microsegundos. Es debido principalmente por fallas en la red eléctrica, descargas atmosféricas y conmutación de grandes cargas, vea la Fig. 1.1.

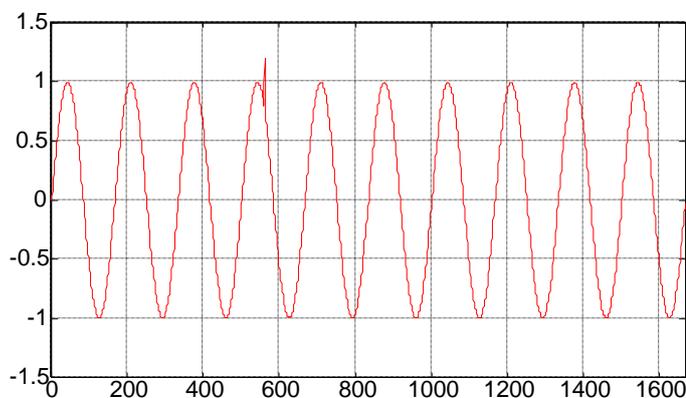


Figura 1.1. Pico de tensión eléctrica [1].

1.1.2. Depresión de tensión eléctrica (sags) [1].

Es un decremento momentáneo (varios ciclos de duración) en el nivel de Tensión eléctrica. Es debido a la conexión de grandes cargas y fallas en la red eléctrica, un ejemplo se muestra en la Fig. 1.2.

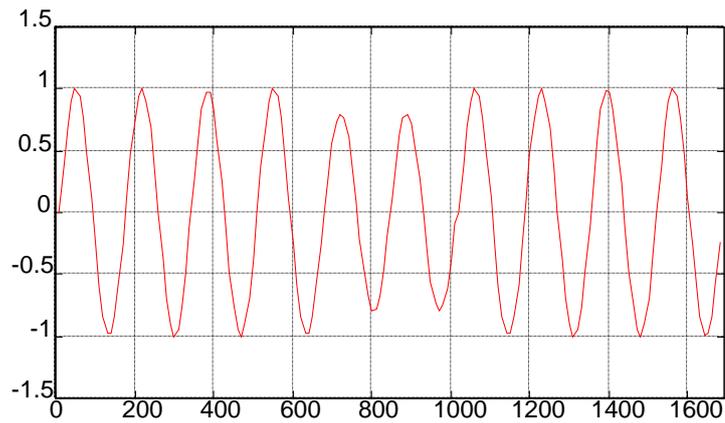


Figura 1.2. Depresión de tensión eléctrica [1].

1.1.3. Dilatación de tensión eléctrica (swell) [1].

Es un incremento de la tensión eléctrica de varios ciclos de duración. Es ocasionado por la desconexión de cargas grandes y no llega a ser una sobretensión eléctrica, un ejemplo se muestra en la Fig. 1.3.

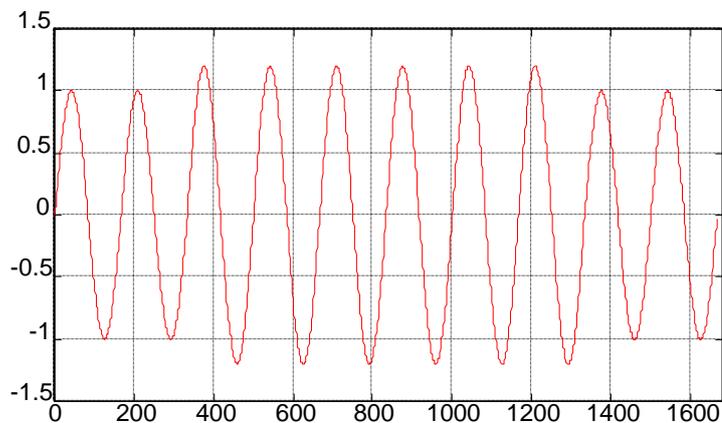


Figura 1.3. Dilatación de tensión eléctrica [1].

1.1.4. Sobretensión eléctrica [1].

Es una condición de tensión eléctrica elevada (arriba del valor nominal) que a diferencia del swell de tensión eléctrica, dura mucho más tiempo. Es causado por una pobre regulación de tensión eléctrica, vea la Fig. 1.4.

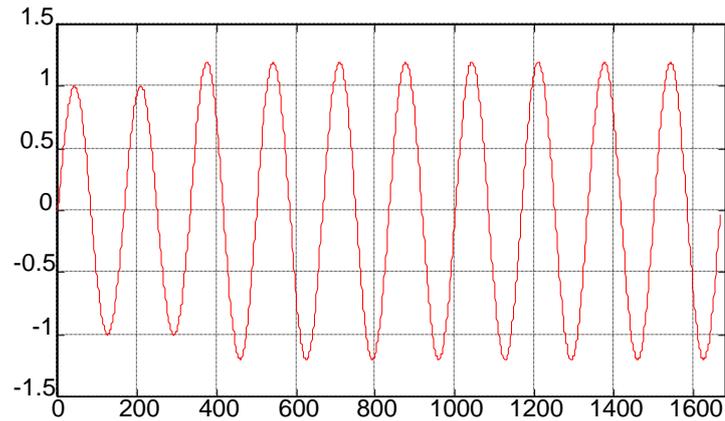


Figura 1.4. *Sobretensión eléctrica [1].*

1.1.5. Parpadeo (flickers) [1].

Se refiere a las fluctuaciones en el nivel de tensión eléctrica. Estas son debidas a la conexión de cargas cíclicas como hornos eléctricos o por oscilaciones subarmónicas (subarmónicas se refiere a señales de frecuencia menor a la fundamental), vea Fig. 1.5.

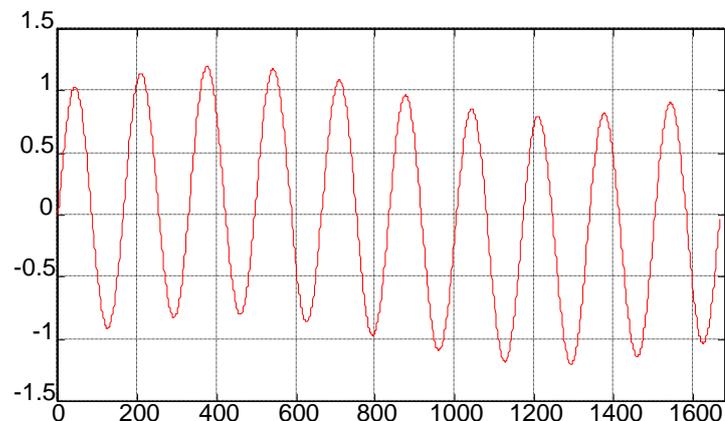


Figura 1.5. *Parpadeo [1].*

1.1.6. Interrupciones de energía [1].

Es la pérdida total de potencia, se considera interrupción cuando la tensión eléctrica ha decrecido a un 15 % del valor nominal o menos. Este es debido a aperturas de líneas, daño de transformadores, operación de fusibles o equipos de protección de la red, entre otras posibilidades, vea la Fig. 1.6.

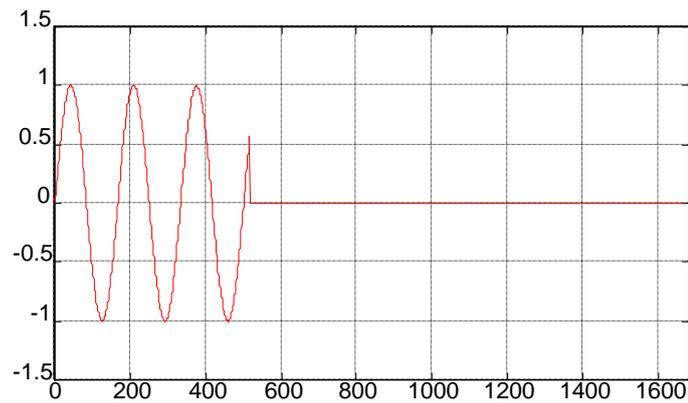


Figura 1.6. *Interrupción de energía [1].*

1.1.7. Ruido eléctrico [1].

Es la distorsión (no necesariamente periódica) de la forma sinusoidal de la tensión eléctrica. Este es debido a conmutación, transmisores de radio y equipo industrial de arco eléctrico, vea Fig. 1.7.

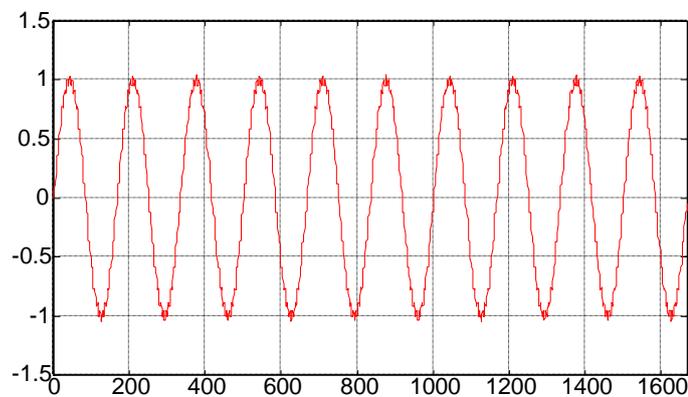


Figura 1.7. *Ruido eléctrico [1].*

1.1.8. Distorsión armónica [1].

Es la distorsión (periódica) de la forma de onda sinusoidal de la tensión eléctrica o corriente eléctrica. Esta es causada por la operación de equipos no lineales como lo son rectificadores y hornos de arco eléctrico. Este es un fenómeno de régimen estacionario, vea la Fig. 1.8.

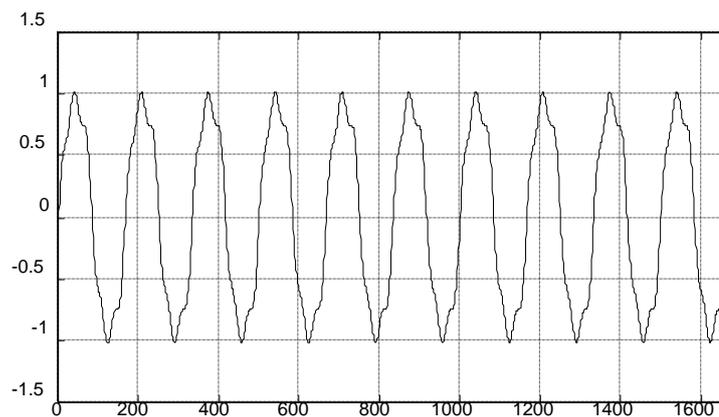


Figura 1.8. *Distorsión armónica [1].*

1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

El sistema eléctrico de potencia sufre de diferentes disturbios en la calidad de la energía, es conveniente fomentar el desarrollo de equipos basados en electrónica de potencia con la capacidad de resolver problemas de la calidad de la energía, entre los que destacan los problemas de regulación de tensión eléctrica en el sistema de distribución en estado estacionario y corregir variaciones de tensión eléctrica como las depresiones de tensión eléctrica (sags) causadas por arranques de grandes motores o conmutación de grandes cargas.

1.3. JUSTIFICACIÓN.

La investigación en equipos que puedan resolver los problemas de la calidad de la energía del sistema eléctrico trae un beneficio para la operación total del sistema, reduciendo con esto las pérdidas que sufren los usuarios del sistema.

1.4. OBJETIVOS.

1.4.1. Objetivo general.

Este trabajo propone el análisis y simulación de un regulador de tensión eléctrica trifásico controlado por PWM el cual usa únicamente dos interruptores controlados, y dos transformadores cuya potencia nominal es la potencia de compensación (y no la potencia de la carga, la cual es mayor), el número reducido de interruptores mejora la confiabilidad del convertidor mientras hace la estación de conmutación más pequeña y barata. La frecuencia y fase de la tensión eléctrica de salida está determinada por la frecuencia de la tensión eléctrica de entrada y el arreglo de transformadores, por lo que al igual que en otros compensadores con enlace de CA, el control es asíncrono de la red eléctrica, no es necesario utilizar lazos de seguimiento de fase, o PLL (del inglés Phase-Locked Loops).

Las principales ventajas de la topología propuesta son:

- (i) Alta confiabilidad, debido al reducido número de interruptores.
- (ii) Estación de conmutación compacta, debido a que utiliza solamente dos interruptores y no cuenta con elementos de almacenamiento de energía.
- (iii) El control es sencillo, se basa en señales de CD.

La topología propuesta puede ser utilizada para regular la tensión eléctrica de CA en estado estacionario rechazar el efecto de parpadeo y variaciones de tensión eléctrica, especialmente las ocasionadas por el arranque de un motor de gran tamaño, útil en instalaciones industriales en donde el arranque de un motor puede causar una disminución de más del 15% de la tensión eléctrica nominal, en los alimentadores incluso con un banco de capacitores instalado [2].

1.4.2. Objetivos Específicos.

1.- Simular mediante el software *Synopsys Saber* el comportamiento y la operación del regulador.

2.- Obtener expresiones y gráficas de corriente y tensión eléctrica de la operación del regulador, que provean información útil para dimensionar cada uno de los elementos del compensador.

1.5. HIPÓTESIS.

Es posible analizar y simular por computadora la operación de un regulador de tensión eléctrica trifásico controlado por PWM basado en únicamente dos interruptores controlados, y dos transformadores cuya potencia nominal es la potencia de compensación (y no la potencia de la carga, la cual es mayor), el número reducido de interruptores mejora la confiabilidad del convertidor mientras hace la estación de conmutación más pequeña y barata.

1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.

El convertidor se simulará en el programa *Synopsys Saber*, se proveerá información de la operación, así como datos útiles para diseñar un convertidor con la nueva topología.

Se proveerán gráficas de corrientes y tensiones eléctricas que permitan entender el comportamiento del compensador durante la operación de regulación de tensión eléctrica.

Referencias Capítulo 1

- [1] Madrigal-Martinez Manuel, Curso: Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos, disponible en: <http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>, Instituto Tecnológico de Morelia.
- [2] Metwally, I.A.; “No-sag industrial power with DVRs” *IEEE Potentials*, vol. 26, Issue 6, pp. 30-35, Nov.-Dec. 2007.

Capítulo

2

Marco Teórico

Los convertidores CA-CA forman una vasta rama de la electrónica de potencia, sus principales representantes son el cicloconvertidor y el convertidor matricial, sin embargo nuevas topologías emergen para realizar aplicaciones en el sistema de transmisión y distribución, respondiendo a las necesidades de control de flujo de potencia y mejora de la calidad de la energía [1].

2.1. INTRODUCCIÓN.

Los variadores de velocidad y cambiadores de frecuencia tradicionales utilizan un enlace de DC para conectar un rectificador con un inversor [2-3], vea Fig. 2.1. Este circuito es ideal para el control de motores, el rectificador puede ser conmutado, con un circuito igual al inversor para lograr una corriente de entrada limpia y un factor de potencia unitario.

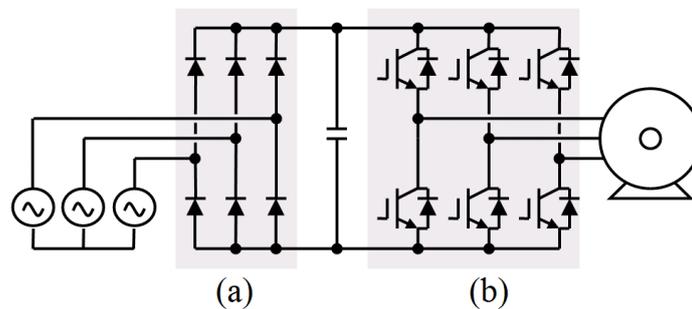


Figura 2.1. *Cambiador de frecuencia (a) rectificador (b) inversor [1].*

A diferencia de los convertidores CA-CD-CA, los convertidores CA-CA directos no utilizan un enlace de CD, y acoplan la entrada-salida de CA con un circuito de conmutación y posiblemente un filtro [2][4], dentro de los convertidores CA-CA se pueden mencionar (i) los que son capaces de realizar un cambio de frecuencia como el cicloconvertidor [2], el convertidor matricial [2][4] y el vectorial [5] y (ii) los que no pueden cambiar la frecuencia, que a su vez son más simples [6].

2.2. EL CICLOCONVERTIDOR.

El cicloconvertidor es un convertidor de CA-CA con la capacidad de cambiar la frecuencia, esto es, la frecuencia de salida puede ser o no igual a la frecuencia de entrada [2]. Es el antecesor de los convertidores CA-CA con frecuencia variable, se compone de interruptores bidireccionales compuestos por dos Rectificadores Controlados de Silicio (SCR) en antiparalelo.

Es posible obtener cicloconvertidores de cualquier número de entradas y salidas, un cicloconvertidor de 3×3 se muestra en la Fig. 2.2. Dicho dispositivo es utilizado en la industria para controlar motores de gran potencia, como en la industria minera, su estudio y desarrollo se realizó hace varias décadas por lo que no se tiene un gran interés en la investigación actual. Sin embargo su estudio da origen al Convertidor Matricial.

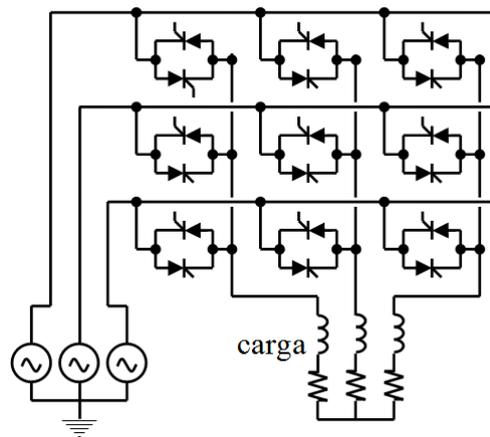


Figura 2.2. *Cicloconvertidor de 3x3 [1].*

2.3. EL CONVERTIDOR MATRICIAL.

Es uno de los convertidores más importantes en la investigación y estandarte de los convertidores de CA-CA directos, vea Fig. 2.3.

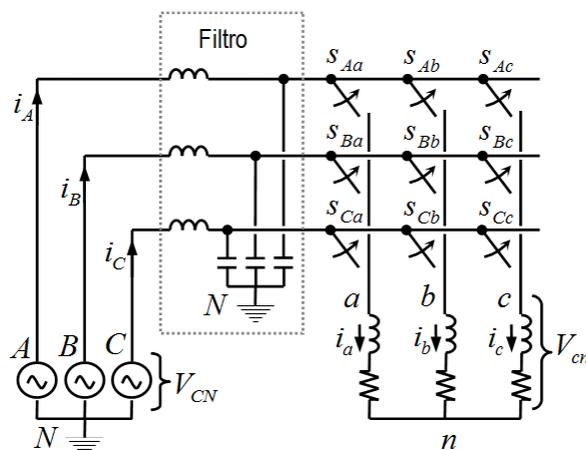


Figura 2.3. *Convertidor matricial de 3x3 [1].*

El convertidor matricial está constituido por un arreglo de interruptores bidireccionales tanto para la corriente como para la tensión eléctrica, esto es que pueden bloquear la tensión eléctrica en cualquiera de los dos sentidos y conducir corriente en cualquiera de los dos sentidos, que conectan la carga directamente con la fuente de alimentación, sin elementos de almacenamiento de energía [4].

Las primeras propuestas fueron hechas en la década de los 70's pero su desarrollo se considera a partir del trabajo de Venturini y Alesina en 1980 [4]. Debido a sus características es posible utilizarlo para desarrollar cambiadores de frecuencia, o manejadores de motores libres de elementos de almacenamiento de energía, cuyas ventajas son: (i) circuitos de potencia compactos que pueden ser totalmente encapsulados, (ii) corrientes de entrada y salida sinusoidales ante una alimentación de tensión eléctrica sinusoidal y generación de tensiones eléctricas con amplitud y frecuencia variable, (iii) la posibilidad de operación con factor de potencia unitario y operación regenerativa, lo que significa que el flujo de potencia también es bidireccional.

Las características del convertidor matricial lo hacen altamente atractivo para aplicaciones industriales, su principal limitación es el elevado número de interruptores, en total se necesitan 18 dispositivos semiconductores para aplicaciones trifásicas, esto se traduce en pérdidas por conducción y por conmutación, baja confiabilidad y en un espacio relativamente grande para los interruptores (cuando no está encapsulado).

Estas limitaciones han sido recientemente reducidas con los esquemas de conmutación seguros [4][7] se reducen las pérdidas de conmutación y aumentan la confiabilidad y con el encapsulado de la matriz de conmutación [4].

El convertidor matricial conecta una alimentación de m fases con una carga de n fases, por lo que se puede construir convertidores matriciales de $m \times n$ interruptores, la configuración más utilizada es la de 3×3 que sirve para energizar un motor trifásico con una alimentación trifásica, vea Fig. 2.3. El filtro que se muestra es para armónicas de alta frecuencia, cercana a la de conmutación por lo que su tamaño es reducido, además los

capacitores del filtro desacoplan la inductancia del sistema para el circuito de conmutación, que al igual que todos los circuitos de conmutación acoplan fuentes de tensión eléctrica con fuentes de corriente.

Las tensiones eléctricas de alimentación están referenciadas al neutro de la fuente N y pueden ser designadas como V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} (mayúsculas), las corrientes en las fuentes de tensión eléctrica serán designadas como i_A , i_B e i_C respectivamente. Las tensiones eléctricas en la carga estarán referenciadas al neutro de la carga n y serán designadas como V_{an} , V_{bn} y V_{cn} y las corrientes en las cargas como i_a , i_b e i_c (minúsculas).

Cada uno de los 9 interruptores bidireccionales $\{S_{Aa}, S_{Ab}, S_{Ac}, S_{Ba}, S_{Bb}, S_{Bc}, S_{Ca}, S_{Cb}$ o $S_{Cc}\}$ puede conectar cualquiera de las fases de entrada $\{A, B$ o $C\}$ con una, dos o tres fases de salida, y aplicando una correcta combinación de estados de conmutación a los interruptores, se puede producir una tensión eléctrica deseada en la salida del convertidor. Para modelar matemáticamente los interruptores se utilizan las funciones de conmutación. De esta forma por ejemplo:

$$\begin{aligned} S_{ij}(t) = 0 & \quad \text{Si el interruptor } S_{ij} \text{ está abierto} \\ S_{ij}(t) = 1 & \quad \text{Si el interruptor } S_{ij} \text{ está cerrado} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Donde: $i = \{A, B, C\}; j = \{a, b, c\}$

Las fases de salida, que están conectadas a una fuente de corriente o carga inductiva no deben de quedar abiertas a menos que se asegure que la corriente es cero, de lo contrario dicha corriente provocaría una alta tensión eléctrica que dañaría los dispositivos semiconductores. De la misma forma, a menos que la tensión eléctrica en dos fuentes de entrada sea exactamente la misma, dos fuentes de tensión eléctrica de entrada no deben de quedar cortocircuitadas bajo ninguna circunstancia. En términos de la función de conmutación, esto se puede traducir matemáticamente como:

$$\sum_{i=\{A,B,C\}} S_{ij}(t) = 1; \quad j = \{a, b, c\}, \forall t \quad (2.2)$$

La ecuación (2.2) impone las restricciones necesarias para que el convertidor pueda operar de forma segura, y quiere decir que al menos uno, pero solamente uno de los interruptores de cada columna debe de estar cerrado en un instante de tiempo.

Al aplicar las leyes de Kirchhoff para las tensiones eléctricas en el arreglo de interruptores de la Fig. 2.3, y tomando en cuenta que se está respetando la ecuación (2.2) es posible corroborar (2.3) y (2.4).

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Las ecuaciones (2.3) y (2.4) son la base de la operación, el control y la modulación del convertidor matricial. La combinación apropiada de los estados de conmutación durante un periodo de conmutación sintetizará la tensión eléctrica deseada en la salida a partir de las tensiones eléctricas de entrada y la corriente deseada en la entrada a partir de la corriente deseada a la salida, aunque existe relación entre ellos cuenta también con la suficiente flexibilidad para operar el convertidor matricial en factor de potencia unitario. Para encontrar los ciclos de trabajo o funciones de conmutación que sintetizen la tensión eléctrica deseada existen diversos métodos. Los principales métodos de modulación son [4]: (i) El método de función de transferencia directa fue propuesto por Venturini y Alesina en 1980, (ii) El método de enlace ficticio de DC propuesto por Rodríguez en 1983.

Los filtros incrustados en la entrada del convertidor, vea Fig. 2.3 y 2.4, deben de ser correctamente seleccionados, en el siguiente ejemplo se desarrolla el análisis para las corrientes y tensiones eléctricas en el filtro de la fase C, (color oscuro en la Fig. 2.4). El mismo análisis aplica para las 3 fases.

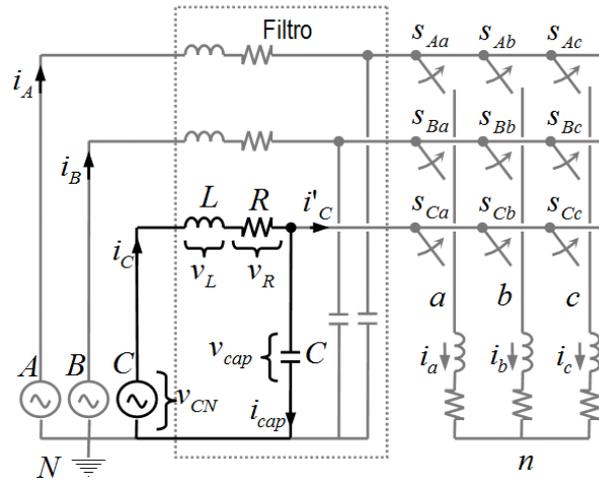


Figura 2.4. Filtro de entrada [25].

Aplicando la ley de Kirchhoff de tensión eléctrica en el circuito en negro de la Fig. 2.4 se puede corroborar que:

$$v_{CN}(t) = v_{cap}(t) + v_L(t) + v_R(t) \quad (2.5)$$

Expresando la tensión eléctrica en la resistencia en términos de la corriente y el valor de resistencia, y expresando la tensión eléctrica en el inductor en términos de la inductancia y la derivada de la corriente, (2.5) puede ser expresada como:

$$v_{CN}(t) = v_{cap}(t) + L \frac{d}{dt} i_C(t) + R i_C(t) \quad (2.6)$$

Aplicando la ley de Kirchhoff de corriente en el nodo que une la resistencia y el capacitor del filtro (circuito negro en la Fig. 2.4), es posible expresar la corriente del inductor como la suma de la corriente del capacitor más la corriente i'_c que entra al arreglo de conmutación, y con esto, (2.6) se puede expresar como (2.7):

$$v_{CN}(t) = v_{cap}(t) + L \frac{d}{dt} (i_C(t) + i_{cap}(t)) + R (i_C(t) + i_{cap}(t)) \quad (2.7)$$

Recordando que la corriente de un capacitor es proporcional a su capacitancia y a la derivada de su tensión eléctrica con respecto del tiempo, esto es:

$$i_{cap}(t) = C \frac{dv_{cap}(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Sustituyendo (2.8) en (2.7) y asumiendo condiciones iniciales igual a cero es posible aplicar la transformada de Laplace y despejar $v_{cap}(s)$ por lo que se obtiene que:

$$\begin{aligned} v_{CN}(t) &= v_{cap}(t) + L \frac{d}{dt} (i'_C(t) + i_{cap}(t)) + R (i'_C(t) + i_{cap}(t)) \\ v_{CN}(t) &= v_{cap}(t) + L \frac{d}{dt} \left(i'_C(t) + C \frac{dv_{cap}(t)}{dt} \right) + R \left(i'_C(t) + C \frac{dv_{cap}(t)}{dt} \right) \\ v_{CN}(s) &= v_{cap}(s) + LS (i'_C(s) + CSv_{cap}(s)) + R (i'_C(s) + CSv_{cap}(s)) \\ v_{CN}(s) &= v_{cap}(s) + LSi'_C(s) + LCS^2v_{cap}(s) + Ri'_C(s) + RCSv_{cap}(s) \\ v_{CN}(s) - LSi'_C(s) - Ri'_C(s) &= v_{cap}(s) + LCS^2v_{cap}(s) + RCSv_{cap}(s) \\ v_{CN}(s) - (LS + R)i'_C(s) &= (1 + RCS + LCS^2)v_{cap}(s) \\ v_{cap}(s) &= \frac{v_{CN}(s) - (LS + R)i'_C(s)}{LCS^2 + RCS + 1} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Donde $x(s)$ denota la transformada de Laplace de $x(t)$. Además aplicando la ley de corrientes de Kirchoff en nodo en el circuito en negro de la Fig. 2.4 se puede corroborar que la corriente i_C que entra al filtro es igual a la corriente i'_C más la corriente que entra al capacitor C , lo cual se puede expresar como:

$$i_C(s) = i'_C(s) + CSv_{cap}(s) \quad (2.10)$$

Y de esta forma, es posible reemplazar (2.9) en (2.10) y realizar operaciones algebraicas para agrupar los términos comunes a $i'_C(s)$ y a $v_{CN}(s)$, con lo que se obtiene:

$$i_C(s) = i'_C(s) + CS \frac{v_{CN}(s) - (LS + R)i'_C(s)}{LCS^2 + RCS + 1}$$

$$i_C(s) = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} i'_C(s) + \frac{CS}{LCS^2 + RCS + 1} v_{CN}(s) \quad (2.11)$$

De la ecuación (2.9) es posible observar que si los parámetros del filtro se seleccionan apropiadamente, las tensiones eléctricas de entrada al arreglo de interruptores serán similares a las tensiones eléctricas de la red de alimentación. Esto es muy importante, porque el principio de modulación funciona asumiendo que $v_{CN} = v_{cap}$.

La ecuación (2.11) establece que la corriente de entrada i_C es simplemente la versión filtrada de las corrientes de entrada al arreglo de interruptores i'_C , más una versión filtrada de las tensiones eléctricas de entrada v_{CN} . La naturaleza del filtro mostrado es pasabajas, así es fácil eliminar las armónicas de alta frecuencia de i'_C .

La conmutación del convertidor matricial es uno de los problemas cuya solución ha tomado más tiempo en madurar. El convertidor matricial necesita interruptores totalmente bidireccionales, existen cinco formas de desarrollar esta clase de interruptores como se muestra en la Fig. 2.5.

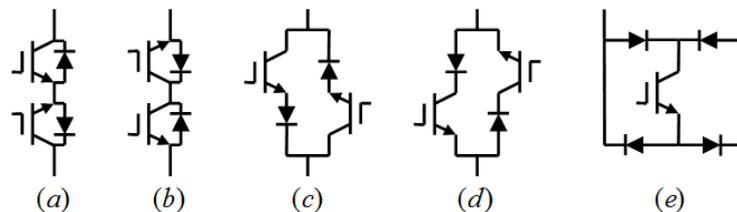


Figura 2.5. Interruptores bidireccionales [1].

La elección del tipo de interruptor a utilizar impacta en la complejidad de los circuitos de disparo y en la operación del convertidor, para los primeros cuatro interruptores de la Fig. 2.5 es posible desarrollar el método de conmutación semi-suave de múltiples pasos, no así para el de la Fig. 2.5(e). Para los interruptores de las Fig. 2.5(a) y Fig. 2.5(e) se necesitan 9 fuentes de alimentación aisladas de baja potencia para los circuitos de disparo, mientras que para las Fig. 2.5(b) y Fig. 2.5(d) se necesitan solamente seis y dieciocho para la Fig. 2.5(c). Como regla general, por cada nodo en donde esté conectado un emisor de IGBT, se necesita una fuente de alimentación que será aislada de la fuente de alimentación del control principal. La Fig. 2.6 muestra una posible realización de la matriz de conmutación.

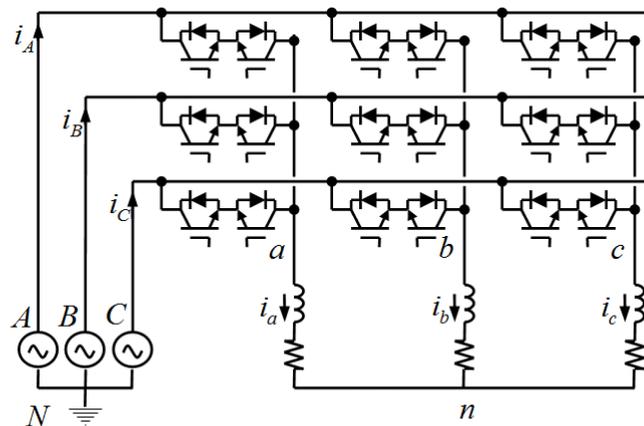


Figura 2.6. Matriz de conmutación con interruptores tipo Fig. 2.5(a) [1].

Otra consideración importante es el uso de un circuito de protección contra sobre-tensión eléctrica debido a perturbaciones que deben de ser suprimidas para evitar la destrucción de los dispositivos, para esto usa un circuito supresor de sobre tensión eléctrica, vea Fig. 2.7. Se compone de dos rectificadores conectados espalda con espalda, el circuito RC se carga con la tensión eléctrica de línea y la resistencia descarga lentamente el capacitor en estado estacionario el circuito fijador consume un poco de potencia la cual se disipa en la resistencia, durante un transitorio rápido de sobre-tensión eléctrica, el capacitor se cargará absorbiendo el pico de tensión eléctrica y descargando posteriormente la carga en la resistencia, tanto como los diodos como el capacitor deben de ser de alta frecuencia, con el fin de responder rápidamente ante un pico de tensión eléctrica.

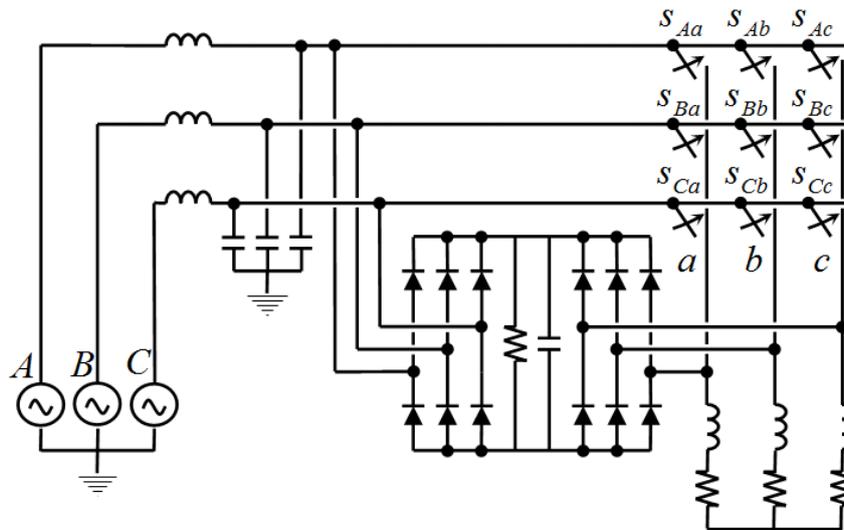


Figura 2.7. Circuito fijador de sobretensiones eléctricas [1].

El convertidor matricial es uno de los convertidores que pueden realizar el cambio de frecuencia, esto es, las frecuencias de entrada y salida pueden ser distintas. Como se aprecia, el circuito es relativamente complejo, una implementación necesita de la estructura de la Fig. 2.7 con una matriz de conmutación como la mostrada en la Fig. 2.6, con 18 interruptores el circuito manejador de compuertas es mucho más grande que el de un convertidor con fuente de tensión eléctrica, sin embargo la encapsulación de la matriz de conmutación y la posibilidad de trabajar sin capacitor de almacenamiento de energía (mucho más grande que los capacitores de filtrado) promete lograr convertidores con una gran densidad de potencia, además, los esquemas de conmutación de múltiples pasos aumentan la confiabilidad del circuito.

2.4. EL CONVERTIDOR MATRICIAL INDIRECTO.

El convertidor matricial indirecto consta de un circuito, también llamado convertidor con fuente de tensión eléctrica sin elementos en el enlace de CD, es otro convertidor CA-CA con las mismas capacidades que el convertidor matricial y cuya estructura se asemeja al convertidor CA-CD-CA clásico, vea Fig. 2.8 [8-12].

Las diferencias esenciales con respecto del convertidor con fuente de tensión eléctrica es que el rectificador es conmutado y está compuesto por interruptores bidireccionales, al igual que el convertidor matricial convencional, no se cuenta con capacitor de almacenamiento y el enlace de CD se genera de forma ficticia mediante la conmutación del rectificador, el rectificador alimenta a un inversor con fuente de tensión eléctrica convencional que puede ser inclusive un inversor multinivel, en [9-10] se han hecho comparaciones entre el convertidor matricial tradicional y el indirecto, y el esquema de control es explicado en [11-12]. Como se aprecia en la Fig. 2.8, se compone del mismo número de elementos que el convertidor matricial convencional.

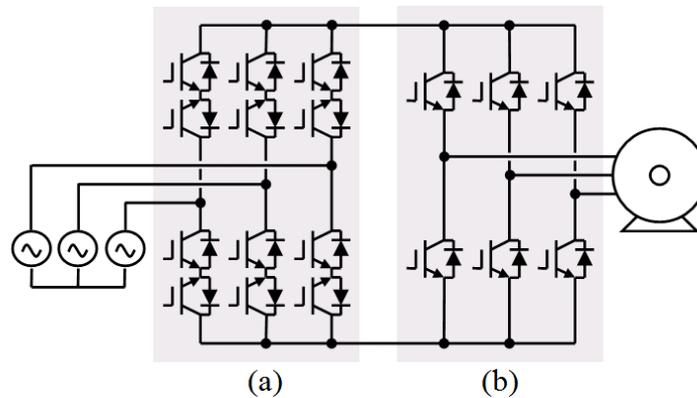


Figura 2.8. *Convertidor matricial indirecto [1].*

Entre las ventajas mencionadas en la literatura para este convertidor están: (i) cuenta con un esquema de conmutación más simple que el convertidor matricial convencional y (ii) tiene una densidad de potencia mayor que los convertidores CA-CD-CA para los mismos dispositivos.

2.5. EL CONVERTIDOR VECTORIAL.

El convertidor vectorial es un convertidor CA-CA directo propuesto principalmente para control de flujo de potencia, los dispositivos FACTS se han implementado satisfactoriamente con capacitores e inductores conmutados con control de fase [1], como segunda generación se han implementado dispositivos basados en convertidores con fuente de tensión eléctrica o corriente basados en interruptores de apagado forzado como IGBTs y

GTOs [1], además dispositivos similares se utilizan en distribución para mejorar la calidad de la energía [13].

El convertidor matricial fue propuesto inicialmente para realizar manejadores de motores, sin embargo se ha utilizado para el control de flujo de potencia [14-15] y para aplicaciones de acondicionamiento de potencia mejorando la calidad de la energía en distribución [16-17].

Los convertidores vectoriales VeSC (de *vector witching converters*) fueron propuestos en [18] para controlar flujos de potencia en interconexiones complejas con distintas fuentes de tensión eléctrica trifásica y distintas cargas (o distintos nodos) y se han propuesto dispositivos FACTS basados en VeSC [19-21] y analizado su operación al introducirlos en una red [22-24].

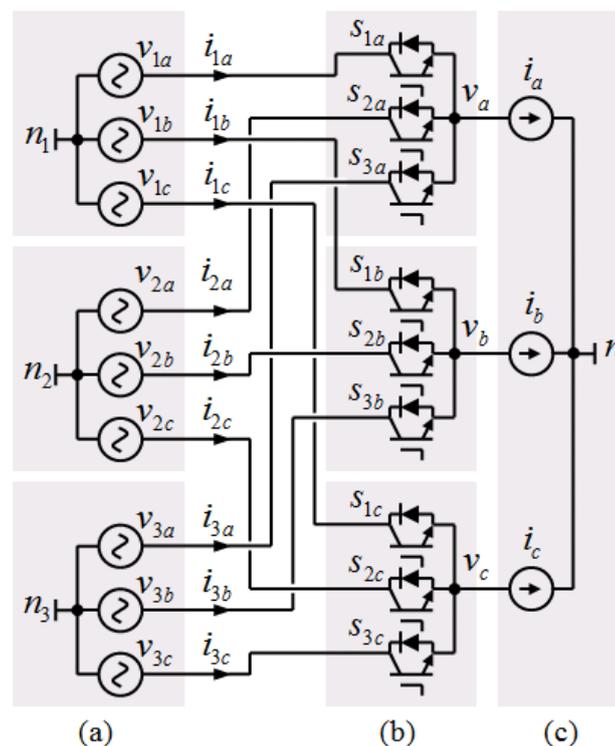


Figura 2.9. Convertidor vectorial trifásico de 3x1[1].

La Fig. 2.9 muestra un convertidor vectorial trifásico de **3x1**. En la cual se conectan tres fuentes de tensión eléctrica a una fuente de corriente a través de interruptores de tres

polos y un tiro. Cada interruptor está hecho con 3 IGBTs con su respectivo diodo en antiparalelo, los IGBTs S_{1a} , S_{1b} y S_{1c} abren y cierran al mismo tiempo y se define t_{1on} como el tiempo en el que permanecen cerrados, de la misma forma S_{2a} , S_{2b} y S_{2c} abren y cierran al mismo tiempo y se define t_{2on} como el tiempo en el que permanecen cerrados igualmente para t_{3on} que es el tiempo en que S_{3a} , S_{3b} y S_{3c} están cerrados, Modulando los interruptores en ancho de pulso con un periodo de conmutación T es posible definir los siguientes ciclos de trabajo:

$$d_1 = \frac{t_{1on}}{T}; \quad d_2 = \frac{t_{2on}}{T}; \quad d_3 = \frac{t_{3on}}{T} \quad (2.12)$$

Dos fuentes de tensión eléctrica no deben de estar en paralelo en ningún momento ni la fuente de corriente debe de estar abierta o el convertidor se destruiría por sobre-corriente o sobre-tensión eléctrica respectivamente, expresado en términos de los tiempos de cerrado de los interruptores, esto es:

$$\frac{t_{1on} + t_{2on} + t_{3on}}{T} = d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (2.13)$$

La tensión eléctrica promedio en las terminales de la carga puede ser expresada en términos de ciclos de trabajo (2.12) y las tensiones eléctricas de entrada como:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1a}(t) & v_{2a}(t) & v_{3a}(t) \\ v_{1b}(t) & v_{2b}(t) & v_{3b}(t) \\ v_{1c}(t) & v_{2c}(t) & v_{3c}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(t) \\ d_2(t) \\ d_3(t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

La corriente de cada fuente de tensión eléctrica de entrada puede ser expresada en términos de los ciclos de trabajo y la corriente de la carga como:

$$\begin{bmatrix} i_{ia}(t) \\ i_{ib}(t) \\ i_{ic}(t) \end{bmatrix} = d_i \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Para $i = 1, 2, 3$. Es importante notar que al igual que el convertidor matricial, el convertidor vectorial (Fig. 2.9) puede ser extendido a cualquier número de cargas (o nodos de recepción) añadiendo tres interruptores (de 3 IGBTs cada uno) para cada carga y puede ser extendida a cualquier número de fuentes de tensión eléctrica de entrada (o nodos de envío) añadiendo un IGBT (o polo) a cada interruptor en cada carga. Una de las principales diferencias entre el convertidor vectorial y el matricial es que para la misma estructura necesita la mitad de los IGBTs pero las fuentes deben de estar aisladas, por ejemplo la Fig. 2.9 necesita de 9 IGBTs contra 18 del convertidor matricial.

Desde un punto de vista vectorial, la tensión eléctrica de salida es la suma de productos de los ciclos de trabajo que son escalables por las tensiones eléctricas de entrada que tienen una representación vectorial, esto puede ser visto en el ejemplo de la Fig. 2.10. en donde se asume que las tensiones eléctricas v_{1a} , v_{2a} y v_{3a} , vea Fig. 2.9, son sinusoidales desfasadas 120 grados eléctricos, entonces, variando los ciclos de trabajo y obedeciendo (2.13) la tensión eléctrica obtenible para v_a puede tener cualquier fase y amplitud dentro del área triangular en gris claro de la Fig. 2.10, para mantener la fase y la amplitud independientes, entonces la tensión eléctrica se puede limitar a un círculo (en gris oscuro) que pueda estar situado dentro del triangulo, en la Fig. 2.10, se puede obtener la tensión eléctrica v_a mostrado como una flecha negra, si los ciclos de trabajo son $d_1=0.5$, $d_2=0$ y $d_3=0.5$ ($d_1+d_2+d_3=1$).

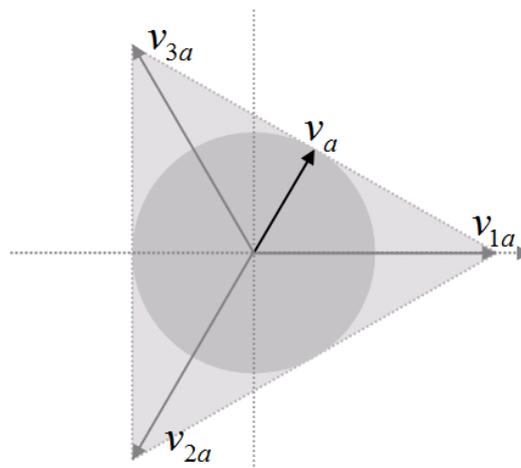


Figura 2.10. Tensión eléctrica de salida obtenible para tres tensiones eléctrica de entrada desfasadas 120 grados eléctricos [1].

La Fig. 2.11 muestra más detalles sobre la implementación del circuito mostrado en la Fig. 2.9. Los transformadores cambiadores de fase generan las tensiones eléctricas desfasadas 120 grado eléctricos y proveen el aislamiento necesario, se dibujaron como Y-Y pero pueden tener otras configuraciones, los capacitores que se observan desacoplan la inductancia del transformador para asegurarse que se comporte como una fuente de tensión eléctrica, dichos capacitores pueden ser ignorados para propósitos de análisis y simulación asumiendo que la entrada son fuentes de tensión eléctrica ideales.

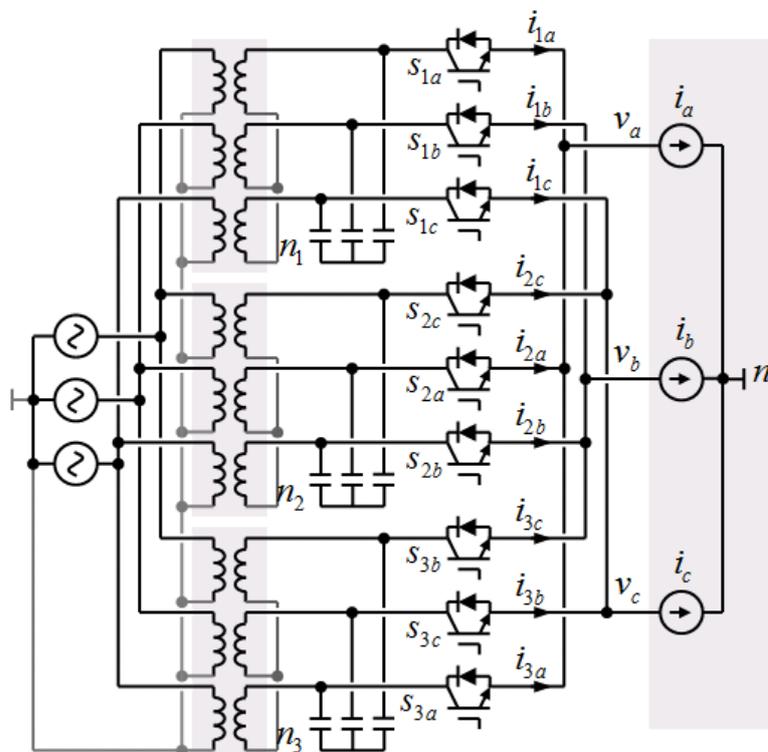


Figura 2.11. Implementación del convertidor de la Fig. 2.9 [1].

Los VeSC han sido usados para desarrollar nuevos dispositivos FACTS. La primera propuesta fue como un compensador en serie para controlar el flujo de potencia en una línea de transmisión propuesto en [19] y analizado mediante la teoría del promedio generalizado en [25], la Fig. 2.12 muestra el circuito propuesto en [19].

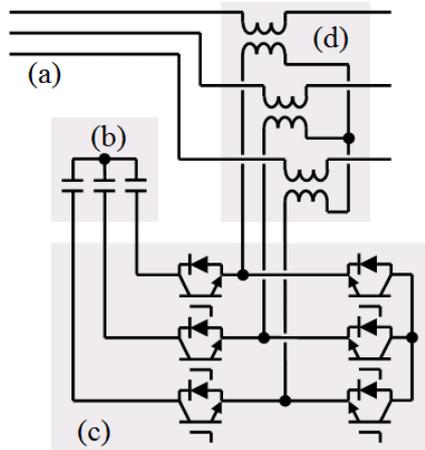


Figura 2.12. *Compensador en serie basado en el VeSC (a) línea de transmisión (b) capacitores de compensación (c) VeSC de 2x1 (d) transformador de inyección en serie [1].*

Otra aplicación es un Controlador Unificado de Flujo de Potencia “UPFC” propuesto en [20] basado en un convertidor vectorial de **4x1** otra posible realización de un UPFC basado en un VeSC de **3x1** se muestra en la Fig. 2.13.

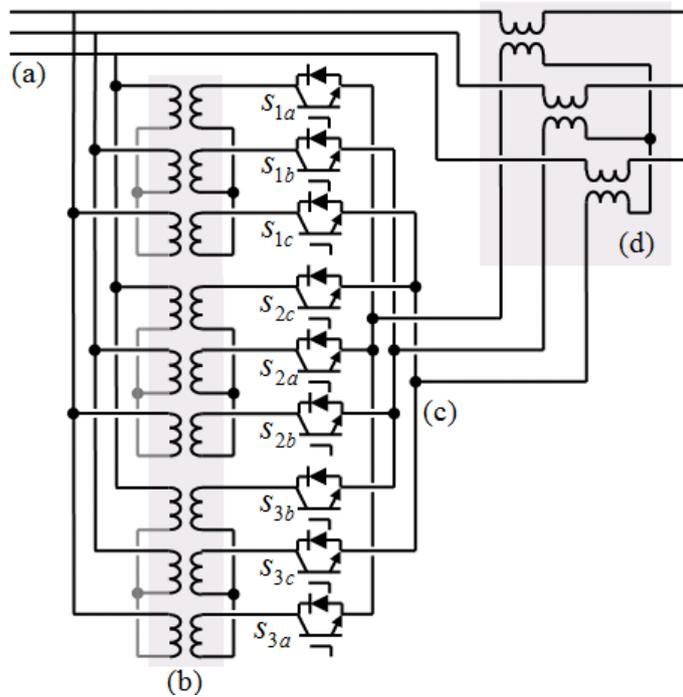


Figura 2.13. *UPFC basado en un VeSC (a) línea de transmisión (b) transformadores cambiadores de fase (d) transformador de inyección en serie [1].*

A pesar de que los dispositivos propuestos y publicados hasta ahora están enfocados a dispositivos FACTS punto a punto, esto es, que se colocan y regulan el flujo de potencia de una sola línea de transmisión, han sido propuestos para realizar interconexiones complejas y regular el flujo de potencia entre varios nodos con el mismo convertidor, con lo que prometen formar parte de futuros desarrollos en el control de flujo de potencia entre redes interconectadas.

2.6. CONVERTIDORES SIN CAMBIO DE FRECUENCIA.

De la misma manera que para la tensión eléctrica de corriente directa, existe convertidores que como una extensión natural de los convertidores CD-CD típicos, pueden escalar la señal de entrada con un factor, pero no pueden modificar la frecuencia o tener una fase específica, una familia de esa clase de convertidores se propuso y analizó en [6].

La Fig. 14 muestra un convertidor Buck CA-CA trifásico basado en dos interruptores trifásicos bidireccionales.

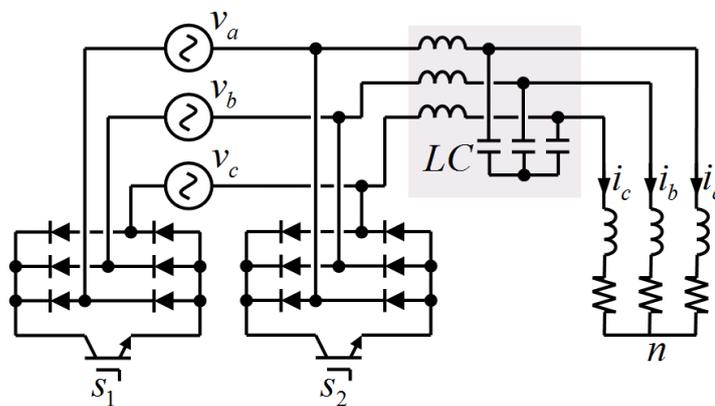


Figura 2.14. Convertidor Buck AC-AC trifásico [1].

La Fig. 2.15 muestra un convertidor Boost trifásico de CA-CA. Este tipo de convertidores CA-CA conservan el mismo comportamiento y ecuaciones que sus versiones de CD como ha sido analizado en [6].

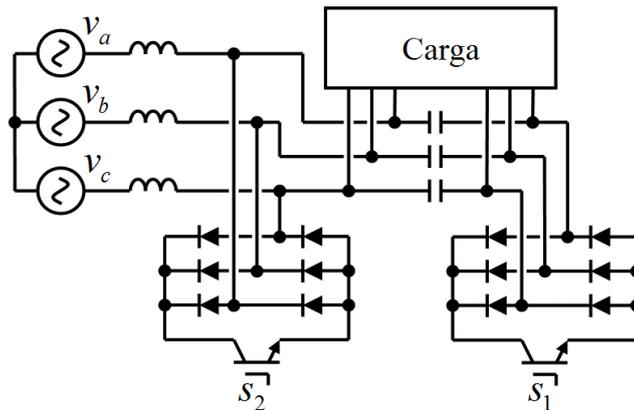


Figura 2.15. Convertidor Boost AC-AC trifásico [1].

Esta clase de convertidores, los cuales son más sencillos que sus contrapartes que pueden cambiar la frecuencia son ideales para mitigar variaciones de tensión eléctrica en cargas sensibles, haciendo la misma función que un *Restaurador Dinámico de Tensión eléctrica* o *DVR* por sus siglas en inglés.

2.7. REGULADOR PROPUESTO A SER ANALIZADO.

La Fig. 2.16 muestra topología de regulador de tensión eléctrica trifásica que usa solo dos interruptores y que será analizada y simulada en este trabajo de tesis.

La topología fue propuesta por el Dr. Julio Cesar Rosas Caro, director de la tesis, y consta de dos interruptores controlados, y dos transformadores cuya potencia nominal es la potencia de compensación (y no la potencia de la carga, la cual es mayor), el número reducido de interruptores mejora la confiabilidad del convertidor mientras hace la estación de conmutación más pequeña y de menor costo.

En los siguientes capítulos se realizará de forma detallada el análisis y la simulación de la topología mencionada.

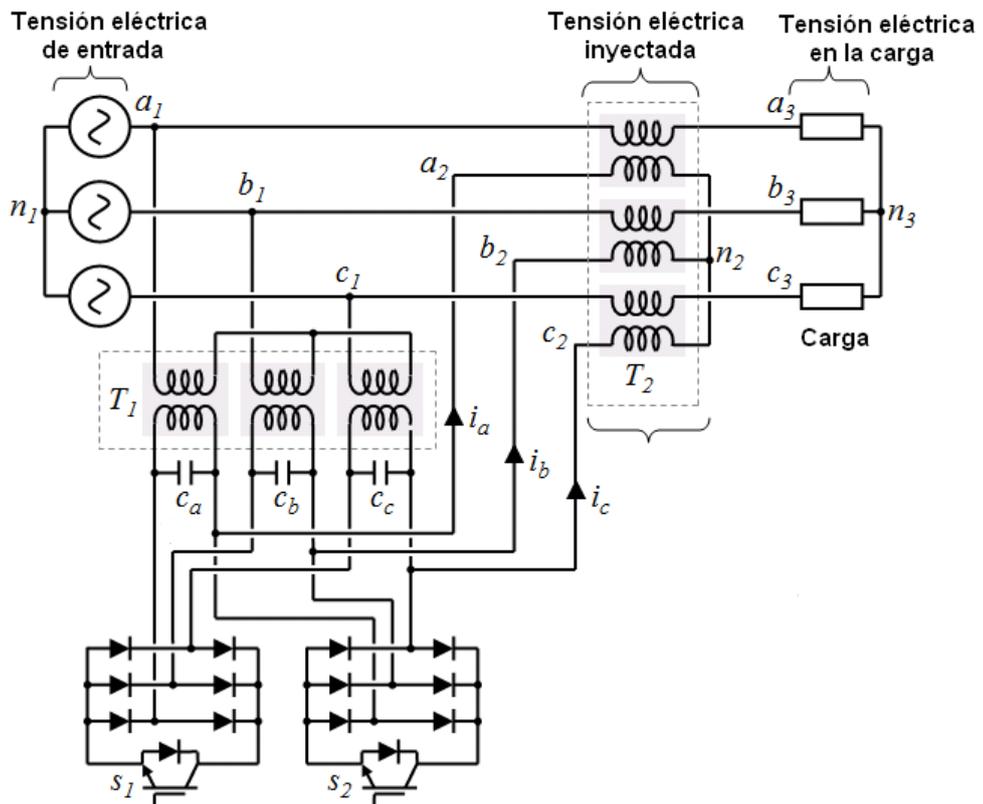


Figura 2.16. Topología propuesta para ser analizada y simulada.

Referencias Capítulo 2

- [1] Rosas-Caro J.C., Ramírez-Arredondo J.M., García-Vite P.M., Sánchez V.M., “Estudio de los Convertidores CA-CA,” in Proc. 2008 Reunión de Verano de Potencia, Aplicaciones Industriales y Exposición Industrial RVP-AI, Acapulco México
- [2] H. Rashid Muhammad. *Libro: “Electrónica de Potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones”* Tercera edición. Editorial: Prentice Hall, México, 2004.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. *Libro: “Power Electronics, converters applications and control”* Tercera edición. Editorial: Wiley, 2003.
- [4] Wheeler, P.W.; Rodriguez, J.; Clare, J.C.; Empringham, L.; Weinstein, A. “*Matrix converters: a technology review*”; Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 49, Issue 2, April 2002 Page(s):276 – 288.
- [5] Venkataramanan, G. “*Three-phase vector switching converters for power flow control*”; Electric Power Applications, IEE Proceedings - Volume 151, Issue 3, 8 May 2004 Page(s):321 – 333.
- [6] Fang Zheng Peng, Senior Member, IEEE, Lihua Chen, and Fan Zhang “*Simple Topologies of PWM AC–AC Converters*” IEEE Power Electronics Letters, Vol, 1 No 1, March 2003, Pag 10-13.
- [7] Mahlein, J.; Igney, J.; Weigold, J.; Braun, M.; Simon, O. “*Matrix converter commutation strategies with and without explicit input voltage sign measurement*”; Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 49, Issue 2, April 2002 Page(s):407 – 414.

- [8] Lixiang Wei; Lipo, T.A.; Ho Chan “*Matrix converter topologies with reduced number of switches*”; Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual Volume 1, 23-27 June 2002 Page(s):57 - 63 vol.1.
- [9] Jussila, M.; Eskola, M.; Tuusa, H. “*Analysis of non-idealities in direct and indirect matrix converters*”; Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on 11-14 Sept. 2005 Page(s):10 pp.
- [10] Jussila, M.; Tuusa, H. “*Comparison of Direct and Indirect Matrix Converters in Induction Motor Drive*”; IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on Nov. 2006 Page(s):1621- 1626.
- [11] Iimori, K.; Shinohara, K.; Yamamoto, K. “*A study of dead-time of PWM rectifier of voltage- source inverter without DC link components and its operating characteristics of induction motor*”; Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE Volume 3, 3-7 Oct. 2004 Page(s):1638 - 1645 vol.3.
- [12] Bingsen Wang; Venkataramanan, G. “*A Carrier Based PWM Algorithm for Indirect Matrix Converters*”; Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE 18-22 June 2006 Page(s):1 – 8.
- [13] Hingorani, N.G. “*Introducing custom power*”; Spectrum, IEEE Volume 32, Issue 6, June 1995 Page(s):41 – 48.
- [14] Boon-Teck Ooi; Kazerani, M. “*Unified power flow controller based on matrix converter*”; Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC 96 Record., 27th Annual IEEE Volume 1, 23-27 June 1996 Page(s):502 - 507 vol.1.

- [15] Ooi, B.-T.; Kazerani, M.; “*Voltage-source matrix converter as a controller in flexible AC transmission systems*”; Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 13, Issue 1, Jan. 1998 Page(s):247 – 253.
- [16] Venkataramanan, G., Johnson, B.K., and Sundaram, A.: “*An AC-AC power converter for custom power applications*”, IEEE Trans. Power Deliv., 1996, 11, (3), pp. 1666–1671.
- [17] Srinivasan, S.; Venkataramanan, G. “*Comparative evaluation of PWM AC-AC converters*”; Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record. 26th Annual IEEE Volume 1, 18-22 June 1995 Page(s):529 - 535 vol.1.
- [18] Venkataramanan, G. “*Three-phase vector switching converters for power flow control*”; Electric Power Applications, IEE Proceedings - Volume 151, Issue 3, 8 May 2004 Page(s):321 – 333.
- [19] G. Venkataramanan and B. K. Johnson, “*Pulse width modulated series compensator*” IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, Vol 149, Issue 1, pp 71-75, Jan 2002.
- [20] F. Mancilla-David and G. Venkataramanan, “*A Pulse Width Modulated AC Link Unified Power Flow Controller*” To appear in Proceedings of the 2005 IEEE Power Engineering Society General Meeting, San Francisco, CA. Jun 2005.
- [21] F. Mancilla-David and G. Venkataramanan, “*A Synchronous Backto- Back Intertie Using the Vector Switching Converter*” Proceedings of the Thirty-Sixth Annual North American Power Symposium (NAPS), Moscow, Idaho. Aug 2004.
- [22] Ramirez, Juan M.; Gonzalez, Juan Miguel; “*Steady-State and Transient Stability Studies with an AC-AC PWM Series Compensator*” Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE 24-28 June 2007 Page(s):1-8.

- [23] Gonzalez, Juan Miguel; Ramirez, Juan M.; “*AC-AC Γ controller for steady state and transient stability analysis*” Power Symposium, 2006. NAPS 2006. 38th North American Sept. 2006 Page(s):613 – 618.
- [24] Juan Miguel González López, Master thesis: “*Dispositivos FACTS basados en fuentes convertidoras de a.c./a.c.*”. Guadalajara Campus of CINVESTAV in Mexico, 2006.
- [25] F. Mancilla-David and G. Venkataramanan, “*Generalized Averaged Dynamic Modeling of Vector Switching AC Power Flow Controllers*”; Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36 2005 Page(s):45 – 51.

Convertidores con Enlace de CA

En el capítulo anterior se habló de los convertidores CA-CA (*i*) los que son capaces de realizar un cambio de frecuencia como el ciclo-convertidor, el convertidor matricial y el vectorial y (*ii*) los que no pueden cambiar la frecuencia. Sin embargo, existe otra clase de convertidores sin enlace de CD, llamados convertidores con enlace de CA, que su principio de funcionamiento, topología y capacidades los diferencian del conocido convertidor matricial y que su principal aplicación es en acondicionamiento de potencia y control de flujo de potencia.

Este capítulo habla de los convertidores con enlace de CA, comienza con una revisión bibliográfica de la tecnología que en orden cronológico relata el desarrollo de los convertidores, tales convertidores son un desarrollo de la electrónica de potencia con aplicaciones al envío de energía.

3.1. HISTORIA DE LOS CONVERTIDORES CON ENLACE DE CA.

Década de los 70's y 80's: La base de los convertidores con enlace de CA es trocear una señal a una frecuencia considerablemente alta, con un mismo ancho de pulso (no es PWM sinusoidal) que pueda cambiar la amplitud de la componente de frecuencia fundamental inyectando solamente armónicas de alto orden fácilmente filtrables, a estos circuitos se les conoce como choppers o cortadores.

Uno de los primeros trabajos que tratan al respecto fue publicado en 1976 [1], vea Fig. 3.1, en donde se propone el uso de un cortador para controlar la potencia entregada a una carga de CA, utiliza 6 interruptores de 4 cuadrantes.

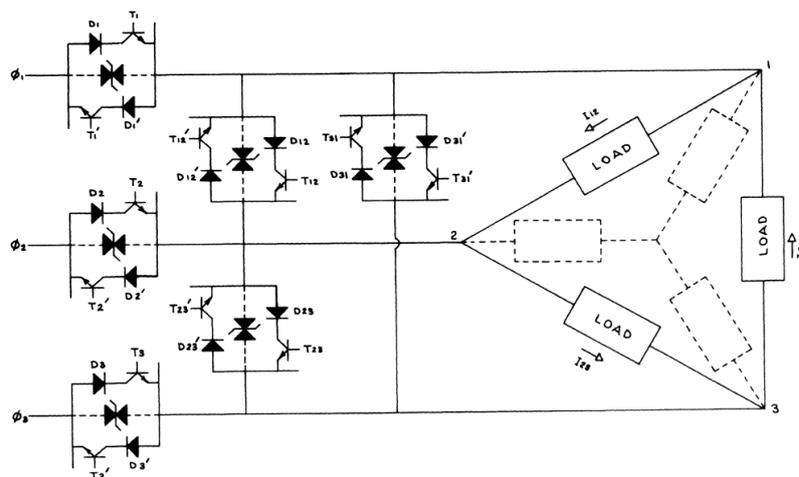


Figura 3.1. Circuito de potencia propuesto en [1].

En 1982 [2] se realizaron estudios sobre el factor de potencia del cortador trifásico. El trabajo de Venturini y Alesina en el convertidor matricial [2] separaron la evolución de los convertidores con enlace de CA en los que pueden cambiar la frecuencia y los que no.

El principio de operación del cortador se puede explicar con el circuito de la Fig. 3.2(b), los tres interruptores S_1 abren y cierran al mismo tiempo y lo hacen de forma complementaria con los tres interruptores S_2 , los primeros conectan o desconectan la carga a la fuente de tensión eléctrica de alimentación los otros interruptores “ S_2 ” proveen el

camino de libre paso “freewheeling” a la corriente de carga durante el estado en que está desconectada de la fuente, esto es debido a que la carga se considera inductiva, en caso contrario solamente se necesitan los tres interruptores que conforman a S_1 .

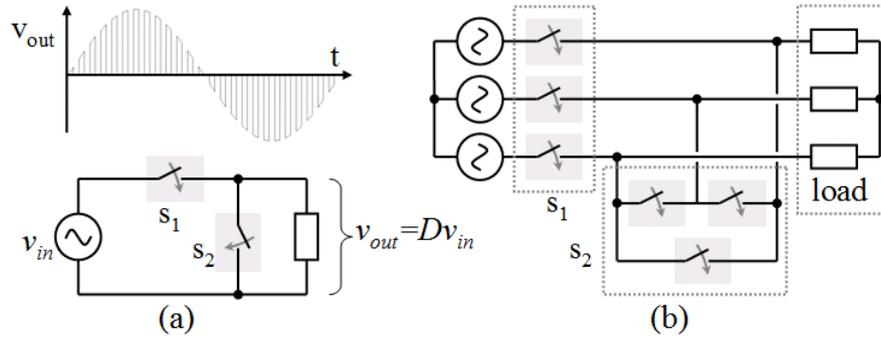


Figura 3.2. Cortador de CA, D es el ciclo de trabajo de S_1 , configuraciones (a) monofásica (b) trifásica.

Si se conectada un filtro pasa-bajas entre la carga y S_2 es evidente que el convertidor tomaría la forma del convertidor Buck.

Década de los 90's: El desarrollo del primer convertidor Buck basado en 6 interruptores de dos cuadrantes [3] trajo nuevas perspectivas a esta clase de convertidores, vea Fig. 3.3. Tenía las mismas propiedades que un cortador, salvando componentes, debido a que un interruptor de cuatro cuadrantes como los utilizados en el cortador se compone de dos interruptores de dos cuadrantes, por lo que el número de interruptores controlados por compuerta se redujo a la mitad.

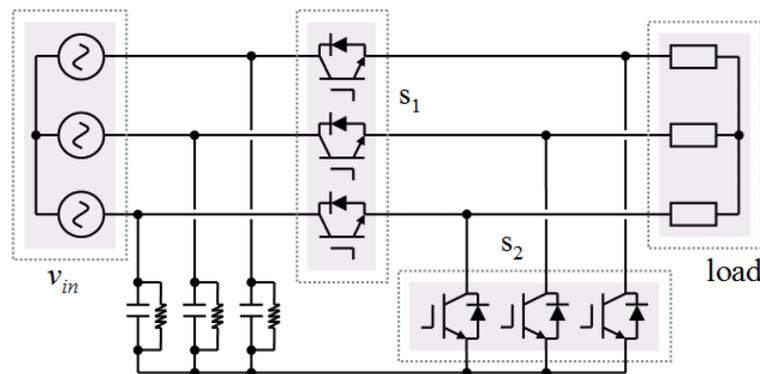


Figura 3.3. Convertidor Buck con enlace de CA basado en interruptores de dos cuadrantes [3].

Otra característica importante del convertidor de la Fig. 3.3 es que no necesita de circuitos snubber a través de los interruptores, un ingenioso arreglo de tres capacitores con sus respectivas resistencias hacen que los diodos antiparalelo de los interruptores funcionen además como los diodos de un circuito snubber cuando todos los interruptores están apagados, durante el tiempo muerto entre dos estados de conmutación. Sin embargo la continua conexión de las resistencias a la tensión eléctrica de entrada limita la eficiencia del convertidor.

Una modificación del circuito propuesto en [3] fue propuesto en [4], con las mismas características pero salvando dos interruptores controlados por compuerta. Vea Fig. 3.4, además de proponer el uso de un convertidor con enlace de CA para el acondicionamiento de potencia, una desventaja importante del circuito es que al ser un convertidor Buck, solamente podía rechazar incrementos de tensión eléctrica (swells) pero no decrementos (sags) los cuales representan el 90% de los disturbios de tensión eléctrica, un transformador sería necesario para mantener la tensión eléctrica de entrada superior a la tensión eléctrica de la carga y con esto tener la capacidad de rechazar decrementos de tensión eléctrica.

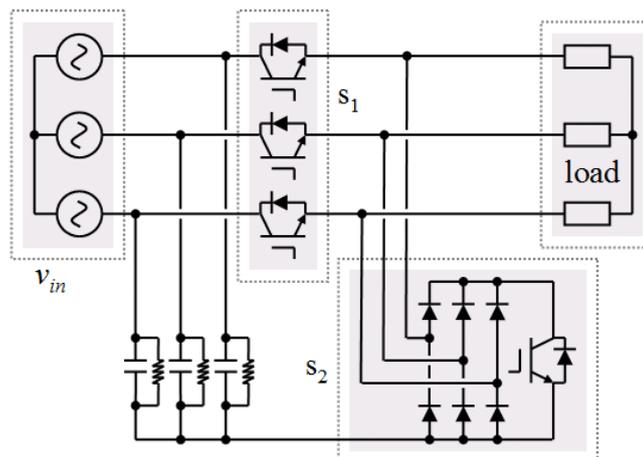


Figura 3.4. Convertidor con enlace de CA tipo Buck basado en 4 interruptores controlados por compuerta [4].

El circuito propuesto en [4] contiene otra característica importante, tanto en la Fig. 3.3 como en Fig. 3.4, S_2 es un interruptor bidireccional trifásico, un interruptor

bidireccional trifásico puede ser construido con un solo interruptor controlado por compuerta con la ayuda de un puente de diodos, este hecho pasaría desapercibido por casi 10 años.

Se diseñaron convertidores con enlace de CA como extensión natural de convertidores CD-CD, por ejemplo Buck, Boost, Cuk, por ejemplo en la Fig. 3.5 se muestra el convertidor Buck trifásico con enlace de CA [5].

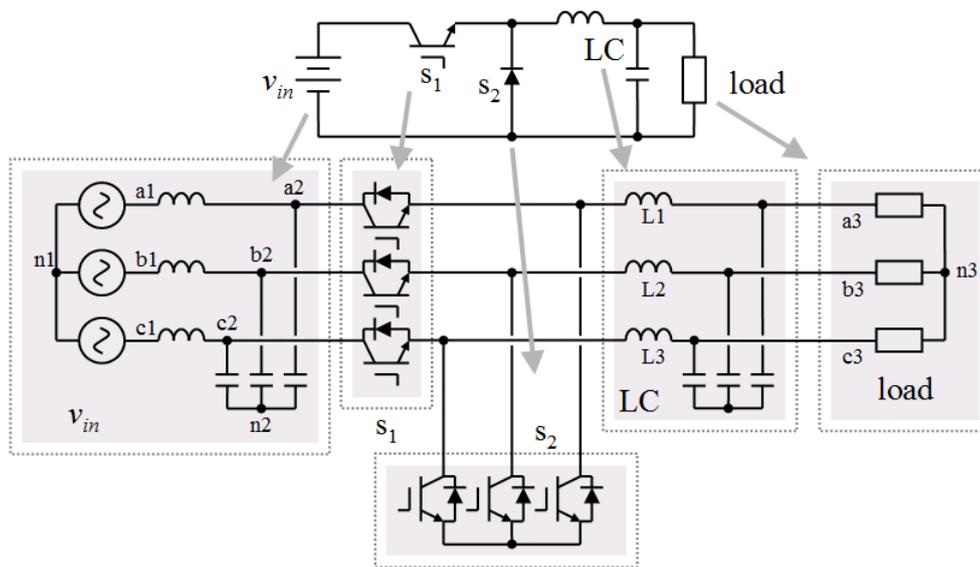


Figura 3.5. Convertidor con enlace de CA tipo Buck [5].

El circuito de la Fig. 3.5 tiene una estructura Buck más parecida que el de la Fig. 3.3 y 3.4, como es evidente, en la entrada se conecta un filtro LC, los capacitores desacoplan la inductancia del sistema para tener una verdadera fuente de tensión eléctrica, como es conocido, una fuente de corriente se puede convertir en fuente de tensión eléctrica al conectarle un capacitor en paralelo, con lo que se puede detener súbitamente la corriente sin peligro de generar sobre-tensión eléctrica, los inductores de dicho filtro de entrada evitan que la corriente sea discontinua en la entrada lo que evita problemas de interferencia electromagnética (EMI) en el sistema, sin embargo no son necesarios para la operación del convertidor. Se necesitan circuitos snubber a través de los interruptores [5]. De nuevo, S_2 es un interruptor bidireccional trifásico, pero está basado en tres interruptores de dos cuadrantes.

Como todos los convertidores conmutados, el circuito se puede analizar de acuerdo a los circuitos equivalente que surgen de sus estados de conmutación y del tiempo que permanecen en cada uno de los estados. La Fig. 3.6 muestra el circuito equivalente del convertidor de la Fig. 3.5 cuando el interruptor S_1 está cerrado y el interruptor S_2 está abierto.

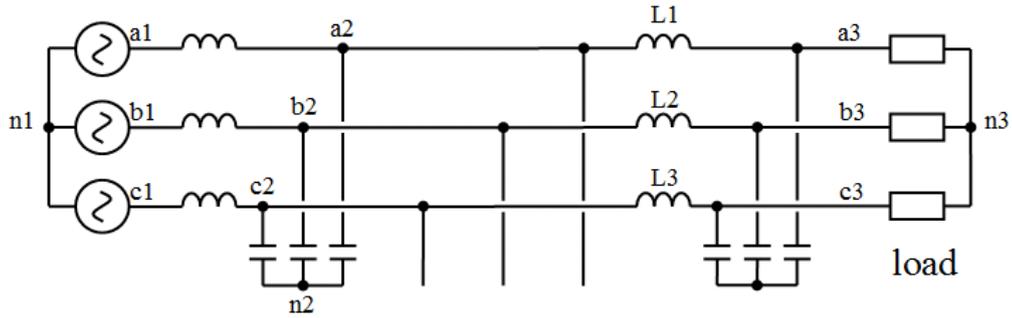


Figura 3.6. Circuito equivalente cuando $S_1=1$ y $S_2=0$.

De este circuito se puede observar que las tensiones eléctricas en los inductores L_1 , L_2 y L_3 pueden ser expresados como (3.1):

$$\begin{bmatrix} v_{L1} \\ v_{L2} \\ v_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a2n2} \\ v_{b2n2} \\ v_{c2n2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{a3n3} \\ v_{b3n3} \\ v_{c3n3} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

De la ecuación (3.1) se puede comentar que los capacitores en estrella puestos en la entrada son parte del convertidor y están balanceados. Para la modulación por ancho de pulso se definirá el periodo de conmutación como T y el ciclo de trabajo como D , cumpliéndose las siguientes ecuaciones:

$$T = t_{s1} + t_{s2} \quad (3.2)$$

$$D = \frac{t_{s1}}{T} \quad (3.3)$$

$$(1 - D) = \frac{t_{s2}}{T} \quad (3.4)$$

Donde t_{s1} es el tiempo en el que el interruptor S_1 permanece cerrado y S_2 abierto, t_{s2} es el tiempo complementario de t_{s1} , durante t_{s2} el interruptor S_2 permanece cerrado mientras que S_1 permanece abierto.

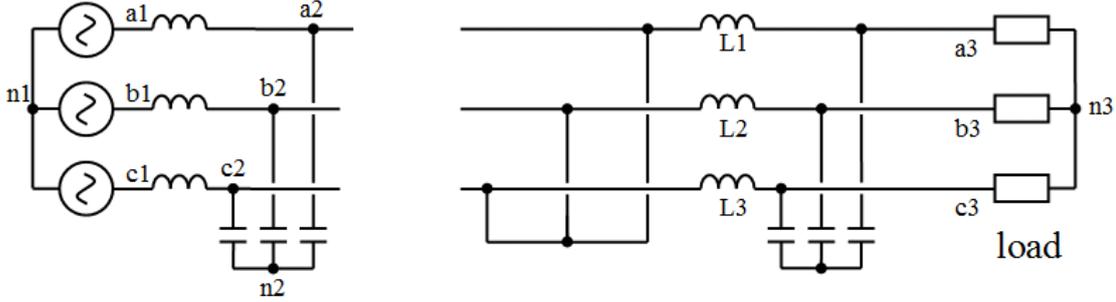


Figura 3.7. Circuito equivalente cuando $S_1=0$ y $S_2=1$.

La Fig. 3.7 muestra el circuito equivalente del convertidor cuando el interruptor S_2 está cerrado mientras que S_1 permanece abierto. Al igual que (3.1) analizando la tensión eléctrica en los inductores es posible conocer que:

$$\begin{bmatrix} v_{L1} \\ v_{L2} \\ v_{L3} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} v_{a3n3} \\ v_{b3n3} \\ v_{c3n3} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Como en el caso de cualquier inversor, la tensión eléctrica promedio (durante un periodo de conmutación) en los inductores y la corriente promedio (durante un periodo de conmutación) en los capacitores es igual a cero en estado estable, esto se puede expresar como:

$$\begin{bmatrix} V_{L1} \\ V_{L2} \\ V_{L3} \end{bmatrix} = D \left(\begin{bmatrix} v_{a2n2} \\ v_{b2n2} \\ v_{c2n2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{a3n3} \\ v_{b3n3} \\ v_{c3n3} \end{bmatrix} \right) + (1-D) \left(- \begin{bmatrix} v_{a3n3} \\ v_{b3n3} \\ v_{c3n3} \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (3.6)$$

La ecuación (3.6) expresa la tensión eléctrica promedio de los inductores, dicha tensión eléctrica se ha aproximado asumiendo que la frecuencia de conmutación del convertidor es lo suficientemente grande como para considerar que durante todo el periodo de conmutación, la señal sinusoidal se mantiene prácticamente constante.

Esto hace posible expresar la tensión eléctrica promedio de un periodo de conmutación como la suma del tiempo en el que S_1 permanece cerrado multiplicado por la tensión eléctrica durante ese tiempo, más el tiempo en el que S_2 permanece cerrado multiplicado por la tensión eléctrica durante ese tiempo, dividido entre el periodo de conmutación. Esto es lo que expresa (3.6). Realizando las multiplicaciones de (3.6) es posible obtener que:

$$D \begin{bmatrix} v_{a2n2} \\ v_{b2n2} \\ v_{c2n2} \end{bmatrix} - D \begin{bmatrix} v_{a3n3} \\ v_{b3n3} \\ v_{c3n3} \end{bmatrix} - (1-D) \begin{bmatrix} v_{a3n3} \\ v_{b3n3} \\ v_{c3n3} \end{bmatrix} = 0 \quad (3.7)$$

Agrupando términos semejantes y despejando:

$$D \begin{bmatrix} v_{a2n2} \\ v_{b2n2} \\ v_{c2n2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a3n3} \\ v_{b3n3} \\ v_{c3n3} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

La ecuación (3.8) expresa la relación entre la tensión eléctrica de entrada al convertidor, la tensión eléctrica de salida y el ciclo de trabajo, tal como se esperaba es la misma expresión que rige el comportamiento de un convertidor Buck de CD.

La Fig. 3.8 muestra el convertidor Boost con enlace de CA y la Fig. 3.9 muestra la configuración Buck-Boost el mismo análisis realizado en el Buck puede ser llevado a cabo y se encontrará que las ecuaciones de los convertidores de CD permanecen en sus configuraciones de CA.

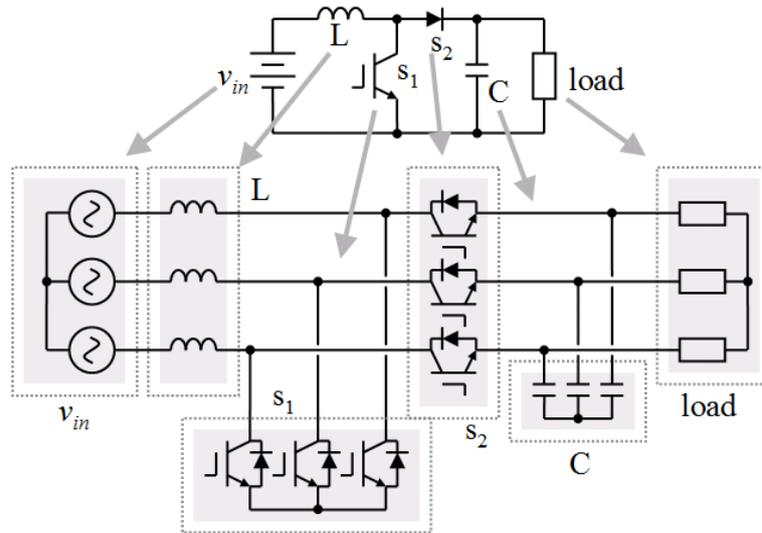


Figura 3.8. *Convertidor Boost con enlace de CA [5].*

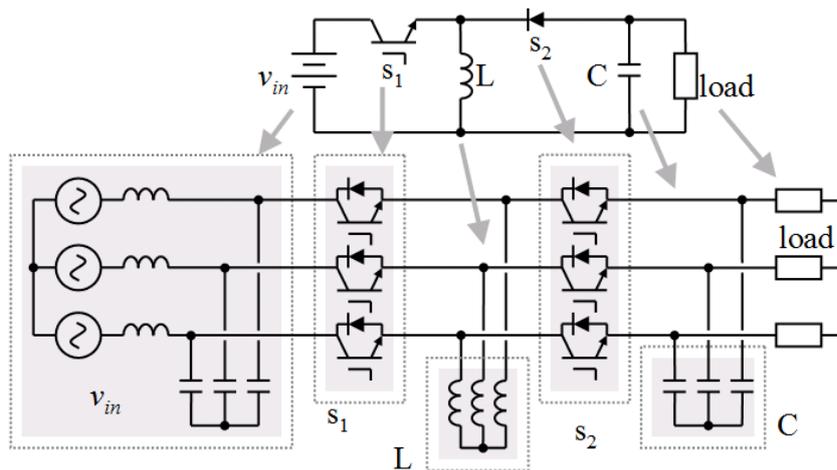


Figura 3.9. *Convertidor Buck-Boost con enlace de CA [5].*

Volviendo al desarrollo de los convertidores con enlace de CA, el acondicionador propuesto en [4], vea Fig. 3.4, está basado en un convertidor tipo Buck, por lo que es necesario un transformador elevador si se requiere compensar disminuciones de la tensión eléctrica de alimentación “sags”.

Un compensador basado en el convertidor Buck-Boost (Fig. 3.9) fue propuesto en [6] logrando con dicho convertidor rechazar disturbios en la tensión eléctrica tanto sags como swells, en [13] se utilizó el convertidor Boost para el mismo propósito, dicho convertidor tiene una ganancia mínima de 1, por lo que no puede proveer una tensión

eléctrica menor al de la entrada para rechazar aumentos en la tensión eléctrica de entrada, sin embargo el 92% de los disturbios de la tensión eléctrica son disminuciones o sags.

Dentro de los sistemas de transmisión, en [9, 14] se propuso el uso del convertidor matricial como controlador unificado de flujo de potencia (UPFC), la Fig. 3.10 muestra el esquemático del circuito.

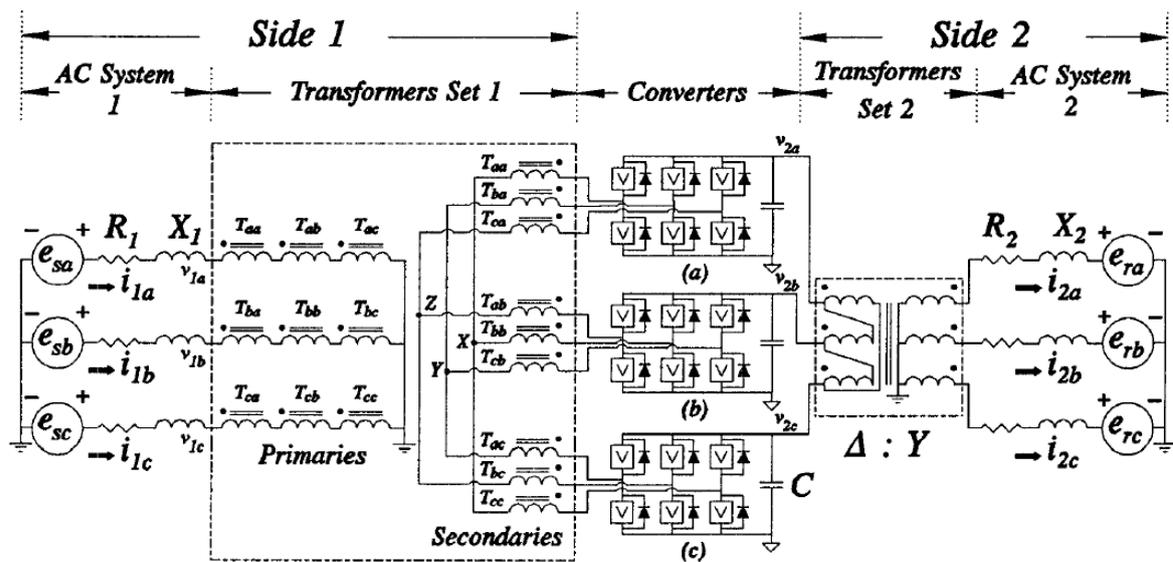


Figura 3.10. Esquemático del UPFC basado en el convertidor matricial instalado en una línea de transmisión, imagen de [9] y [14].

En [10-11] se utilizan convertidores con enlace de CA también para el control del flujo de potencia en el sistema de transmisión, en el caso de [11] es un cambiador de fase híbrido, vea Fig. 3.11, un cambiador de fase tradicional asistido por devanados auxiliares controlados por un convertidor Buck.

Los trabajos de [10-11] utilizaron convertidores asistidos por transformadores, los transformadores son utilizados para cambiar la fase de las señales mientras que los convertidores con enlace de CA son utilizados para controlar la amplitud de dichas señales. Una mejora de [10] fue presentada en [15], en donde un transformador con Tap central permite inyectar la tensión eléctrica de compensación de forma positiva o negativa.

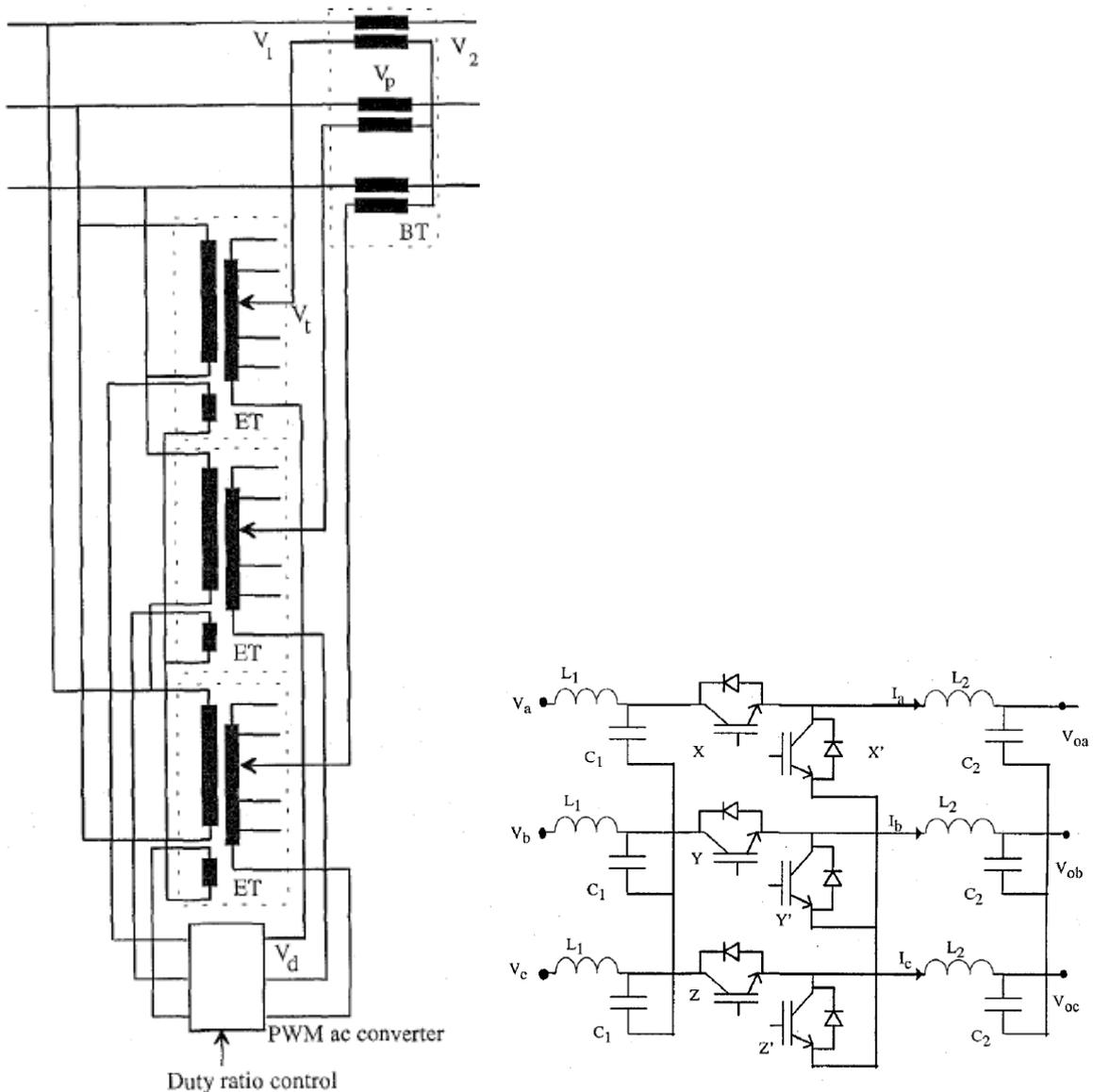


Figura 3.11. *Izquierda: Cambiador de fase híbrido, el convertidor se muestra dentro de la caja blanca en la parte inferior, Derecha: convertidor tipo Buck utilizado (esquemático del circuito dentro de la caja).*

En el sistema de distribución en donde el principal problema es mantener la tensión eléctrica en todos los nodos, se utilizan cambiadores de Taps, el uso de cambiadores controlados por PWM ha sido propuesto para tal fin, con interruptores de alta velocidad como GTOs o IGBTs [12, 16]. Es importante conocer la diferencia entre un cambiador de Taps y un acondicionador basado en un acondicionador de potencia asistido por transformador (*i*) en el cambiador de Taps, el transformador debe de manejar toda la

potencia de la carga (ii) en el acondicionador de potencia, el transformador solo maneja la potencia de compensación [11-15-18].

Estos importantes desarrollos tuvieron lugar cuando paralelamente se instalaba el primer restaurador dinámico de tensión eléctrica (DVR) de alta potencia basado en un convertidor con fuente de tensión eléctrica, en el sistema de los estados unidos [17]. Y el concepto de acondicionamiento de potencia tomaba fuerza con los compensadores basados en convertidores con fuente de tensión eléctrica “VSC” [7].

Después de los 90's el desarrollo de convertidores con enlace de CA asistidos por transformadores continuo con aplicaciones como regulación de la tensión eléctrica en el sistema de distribución y el control de flujo de potencia en el sistema de transmisión [18-24]. En este último, análogo a los dispositivos FACTS basados en convertidores con fuente de tensión eléctrica se desarrollaron controladores basados en convertidores con enlace de CA.

Análogo al compensador estático síncrono serie (SSSC) se desarrolló el controlador Ξ “Xi” [19, 21] se propusieron dos topologías similares, las cuales consisten en una reactancia capacitiva variable, la Fig. 3.12 muestra una de dichas topologías [21].

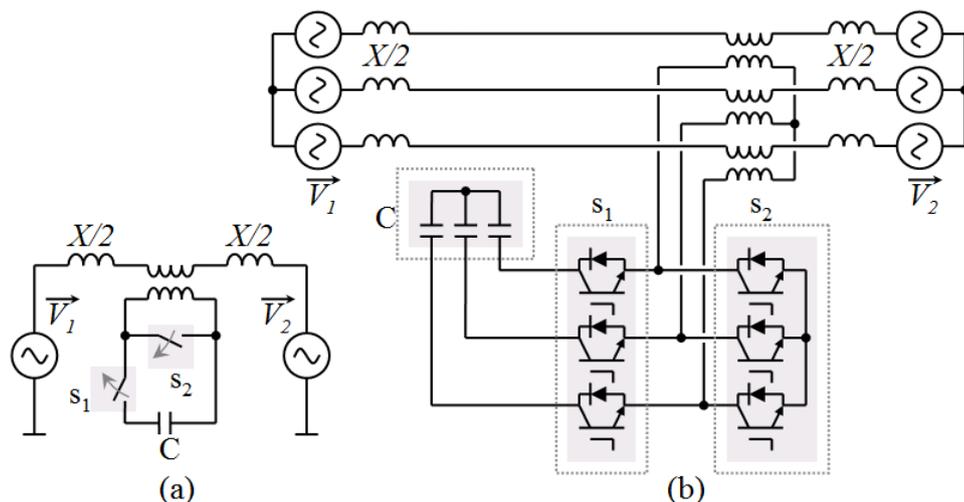


Figura 3.12. Compensador serie basado en convertidor con enlace de CA (a) monofásico (b) trifásico [21, 33].

En el circuito de la Fig. 3.12, los tres interruptores que componen a S_1 conmutan con la misma señal de disparo de forma complementaria con los tres interruptores que forman S_2 , por lo que el periodo de conmutación divide el circuito en dos estados, durante el estado en que S_1 está cerrado, los capacitores están conectados al sistema mediante el transformador de inyección en serie, durante el tiempo en el que S_2 está cerrado el transformador de inyección en serie está cortocircuitado (o apagado) y se comporta como un conductor para el lado del primario.

Análogo al controlador unificado de flujo de potencia (UPFC) se desarrollaron avanzados controladores como el controlador Γ "Gama", el cual puede controlar de forma independiente los flujos de potencia activa y reactiva en una línea de transmisión, el transformador Sen, etc. [22-23, 25, 27, 29-30].

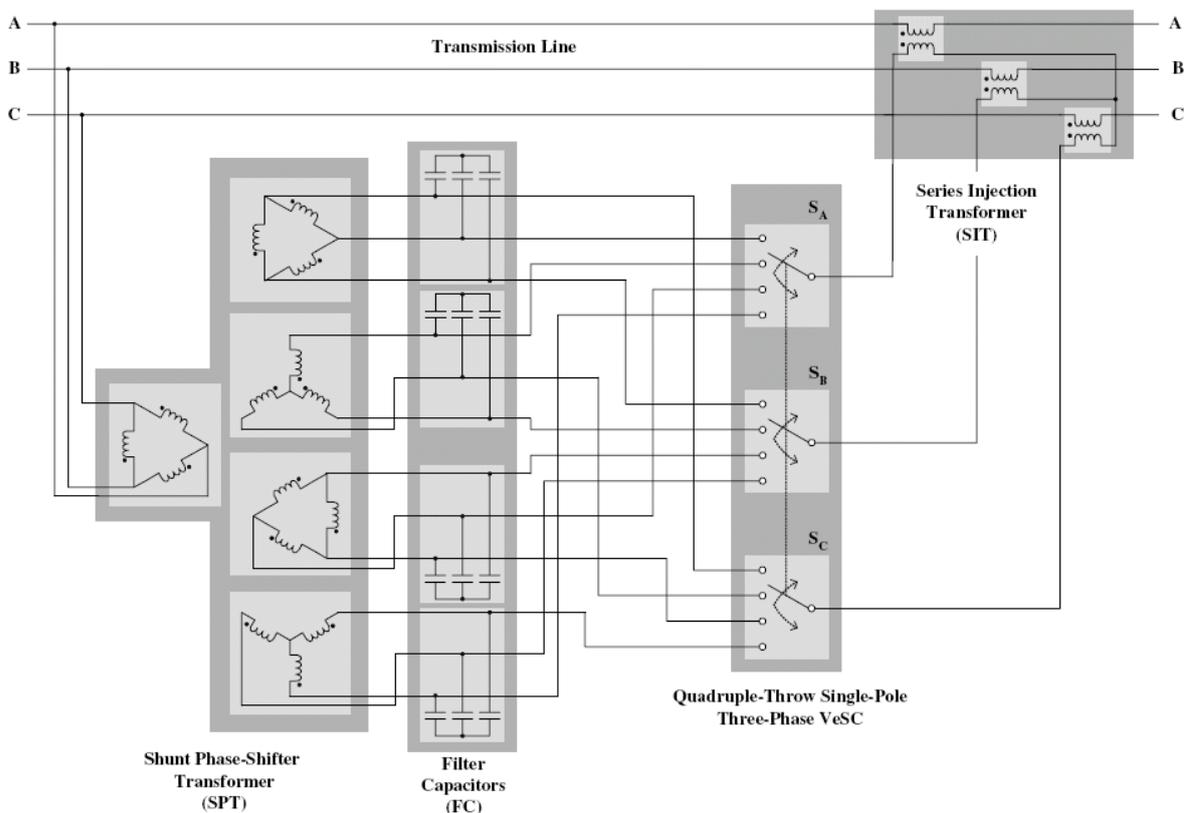


Figura 3.13. Controlador gama basado en un convertidor con enlace de CA asistido por transformador cambiador de fase [29].

El controlador gama está compuesto por un conjunto de transformadores cambiadores de fase, con el fin de generar N tensiones eléctricas trifásicas con una fase de $2\pi/N$ entre cada una de ellas.

En la Fig. 3.13, el conjunto de transformadores cambiadores de fase generan cuatro tensiones eléctricas trifásicas desfasadas 90 grados eléctricos entre si, mediante PWM un convertidor vectorial de **4x1** puede generar una tensión eléctrica trifásica de cualquier fase y amplitud controlada, que al ser inyectada en serie con la línea de transmisión, puede controlar de forma independiente el flujo de potencia activa y reactiva, en la misma forma en que lo hace el controlador unificado de flujo de potencia “UPFC” basado en un convertidor con enlace de CD.

Las topologías de convertidores con enlace de CA, que han sido estudiados y cuya síntesis se encuentra en [5] han sido simplificadas en [26] y la familia de convertidores con enlace de CA basados en seis interruptores es ahora una familia de convertidores basados en solamente dos interruptores controlados por compuerta. La Fig. 3.14 muestra la topología Buck de esta nueva familia de convertidores. Se muestra también la topología Buck de CD con la fuente de entrada y el interruptor cambiados de posición, lo cual es válido puesto que se encuentran en serie y realizan la misma función.

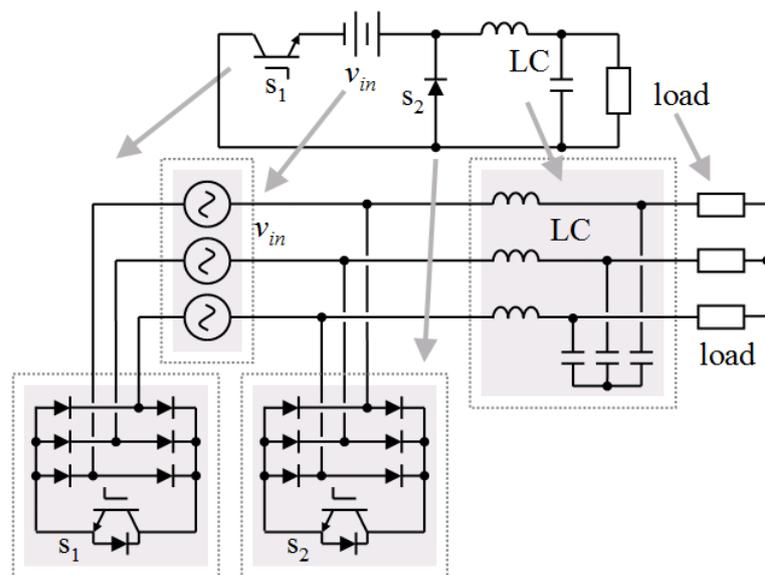


Figura 3.14. Convertidor con enlace de CA tipo Buck con dos interruptores [26].

La topología Boost de esta familia (Fig. 3.15) en la topología de CD se ha cambiado la posición del diodo S_2 sin afectar el funcionamiento del circuito, esta topología tiene la desventaja de que no existe neutro para la carga, esto se puede solucionar con un transformador con el primario abierto y el secundario en estrella, aunque sacrifica el costo del mismo.

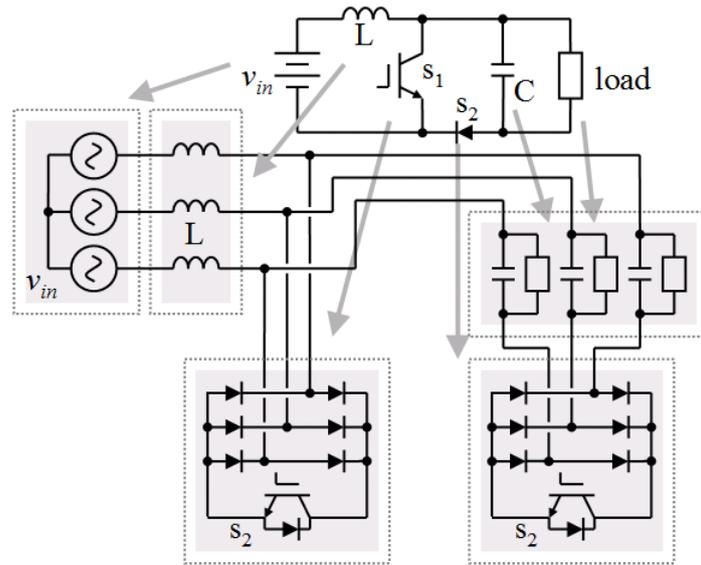


Figura 3.15. Convertidor con enlace de CA tipo Boost con dos interruptores [26].

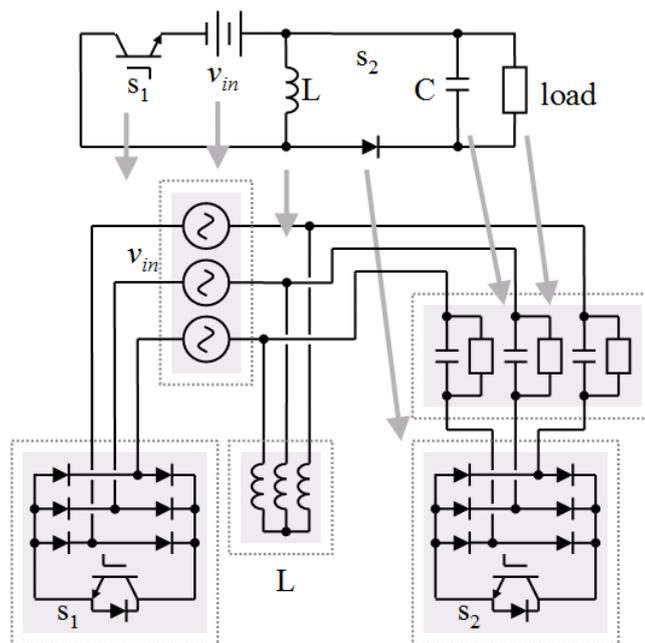


Figura 3.16. Convertidor con enlace de CA tipo Buck-Boost con dos interruptores [26].

La misma desventaja la tiene el convertidor tipo Buck-Boost (vea Fig. 3.16), cabe mencionar que en los acondicionadores de potencia que se conectan en serie, se acoplan mediante un transformador de inyección en serie, por lo que no es necesario tener una tierra en la salida si se desea conectar de esa manera.

La topología Cuk no tiene ese inconveniente por lo que puede ser utilizada para realizar un regulador de tensión eléctrica trifásica libre de transformadores con solamente dos interruptores. Los componentes pasivos, inductores y capacitores dependen de la frecuencia de conmutación, con el uso de interruptores de alta velocidad es posible construir un convertidor con un tamaño compacto conmutado a alta frecuencia.

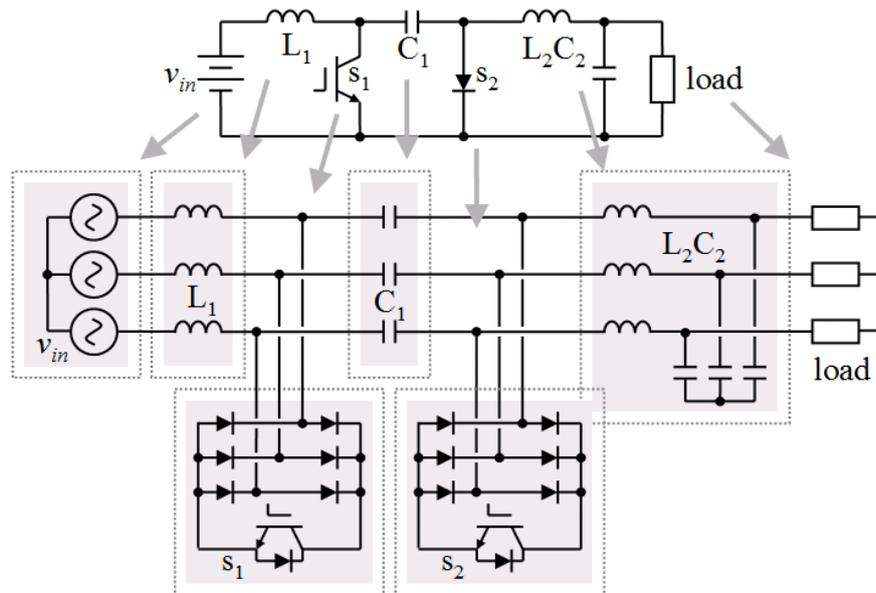


Figura 3.17. Convertidor con enlace de CA tipo Cuk con dos interruptores [26].

Las ecuaciones que rigen a los convertidores de CD-CD se conservan para los convertidores con enlace de CA, tal como (3.8) y como ha sido mostrado en [5] y [26]

El convertidor vectorial conmutado (VeSC) fue propuesto para controlar el flujo de potencia en sistemas con interconexiones más complejas [27], además de que la mayoría de los acondicionadores propuestos pueden ser analizados como convertidores vectoriales, se han desarrollado diversos controladores y estudios al respecto [27-33].

En un análisis orientado al diseño, se comprobó en [33] que la aproximación de enlace de CA tiene ventajas como menor energía almacenada y menor estrés en dispositivos de conmutación, con lo que el precio de implementación se reduce. La comparativa se llevó a cabo con compensadores de las mismas características de potencia y desempeño.

En base al principio de operación, los convertidores con tensión eléctrica de entrada de CA y tensión eléctrica de salida de CA pueden ser clasificados de la siguiente forma:

Convertidores CA-CA: Convertidores con capacidad de cambiar la frecuencia sin el uso de transformadores, basados en interruptores de cuatro cuadrantes [20]. De acuerdo a la tecnología de los interruptores pueden ser divididos en:

- Cicloconvertidores [20, 35].
- Convertidores matriciales [20].

Convertidores con enlace de CA: Convertidores sin capacidad para cambiar la frecuencia pero a su vez más simples que los CA-CA, pueden ser asistidos por transformadores o no y dichos transformadores pueden tener Taps o no, bajo este concepto, un cambiador de Taps controlador con PWM puede ser considerado un convertidor con enlace de CA. Los cambiadores de Taps controlados por PWM han sido propuestos como reguladores de tensión eléctrica [12, 16], los convertidores con enlace de CA pueden ser divididos en:

- Basados en interruptores de cuatro cuadrantes: Cortadores Choppers [1, 2].
- Basados en interruptores de dos cuadrantes: Buck [3, 4, 5, 26], Boost [5, 26], Buck-Boost [5, 26], Cuk [5, 26].

Convertidores CA-CD-CA: Los bien conocidos y estudiados convertidores basados en la conexión espalda con espalda de convertidores con enlace de CD, y pueden dividirse en:

- Convertidores con fuente de tensión eléctrica [34,35].
- Convertidores con fuente de corriente [34, 35].

3.2. EL CONVERTIDOR VECTORIAL SIMPLIFICADO.

El convertidor vectorial tradicional forma parte del estado del arte de los convertidores con enlace de CA, sin embargo no será cubierto en este capítulo, dado que se ha presentado en un apartado completo del capítulo anterior (Capítulo 2, apartado 2.5). Este apartado presenta una mejora al convertidor vectorial tradicional propuesta en [37]. El diagrama de un convertidor vectorial simplificado (abreviado como SVeSC) trifásico que conecta una carga trifásica con N fuente de tensión eléctrica ($N \times 1$) se muestra en la Fig. 3.18 como se observa el número de interruptores es reducido.

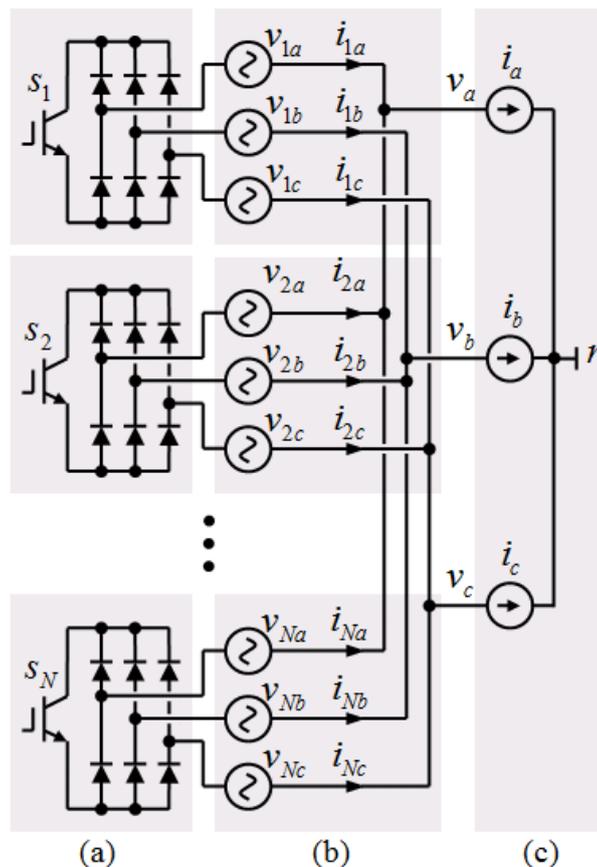


Figura 3.18. Convertidor trifásico vectorial simplificado de $N \times 1$ [37].

Para tal convertidor se necesita de solamente N dispositivo de apagado por compuerta. La salida de las fuentes de tensión eléctrica se encuentran cortocircuitadas, y el flujo de corriente se controla abriendo o cerrando la estrella de las fuentes de entrada, mediante el interruptor trifásico bidireccional.

Por conveniencia, el principio de la presente propuesta será explicado utilizando un SVeSC trifásico de 2×1 . Tal como se observa en la Fig. 3.19.

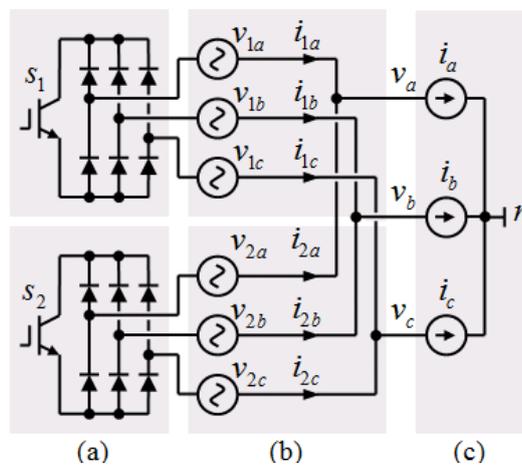


Figura 3.19. Convertidor trifásico vectorial simplificado de 2×1 (a) interruptores bidireccionales trifásicos (b) entradas de tensión eléctrica trifásica (c) Salida trifásica.

Este convertidor, a diferencia del convertidor vectorial y otros convertidores con enlace de CA basados en convertidores de dos cuadrantes, se basa en interruptores trifásicos bidireccionales (de cuatro cuadrantes), los cuales deben de ser capaces de bloquear tensiones eléctricas en cualquier polaridad y conducir corriente en cualquier sentido.

La Fig. 3.20 muestra algunos interruptores bidireccionales, las versiones de dos puertos han sido utilizadas para la implementación de convertidores matriciales, las versiones de tres puertos pueden ser derivadas de las de dos puertos.

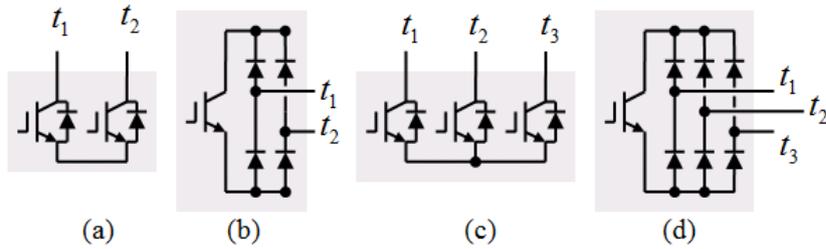


Figura 3.20. (a) y (b) interruptores bidireccionales de dos puertos (c) y (d) interruptores bidireccionales de tres puertos.

La Fig. 3.20(d) muestra el interruptor bidireccional trifásico de tres puertos, el cual fue utilizado para desarrollar los convertidores con enlace de CA de dos interruptores en [26] simplificando en gran medida la electrónica del convertidor sin embargo necesitan ser asistidos por transformadores (con excepción del Cuk) para obtener la fuente de entrada en conexión abierta (Buck) o para proveer un neutro a la carga trifásica (Boost y Buck-Boost).

Volviendo al análisis del circuito mostrado en la Fig. 3.19, de acuerdo al estado de los interruptores S_1 y S_2 el convertidor puede tomar dos diferentes topologías, el estudio de las topologías y del tiempo que permanece en cada una es fundamental para el análisis del circuito.

La Fig. 3.21 muestra el circuito equivalente del convertidor cuando el interruptor S_1 está cerrado y S_2 , el cual conmuta de forma complementaria a S_1 , se encuentra abierto.

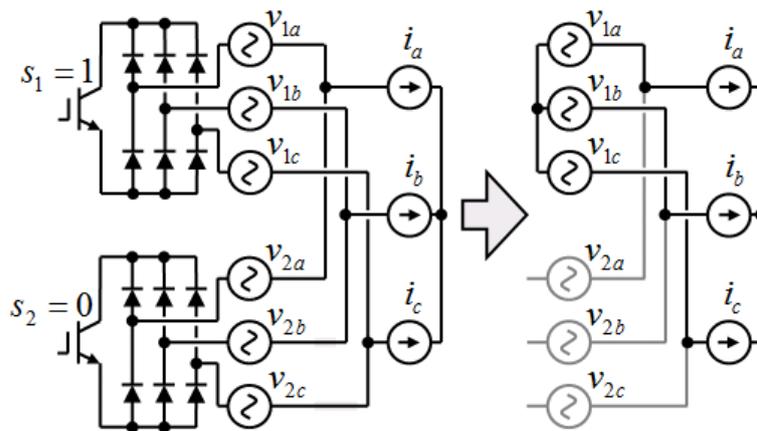


Figura 3.21. Circuito equivalente cuando S_1 está encendido y S_2 está apagado.

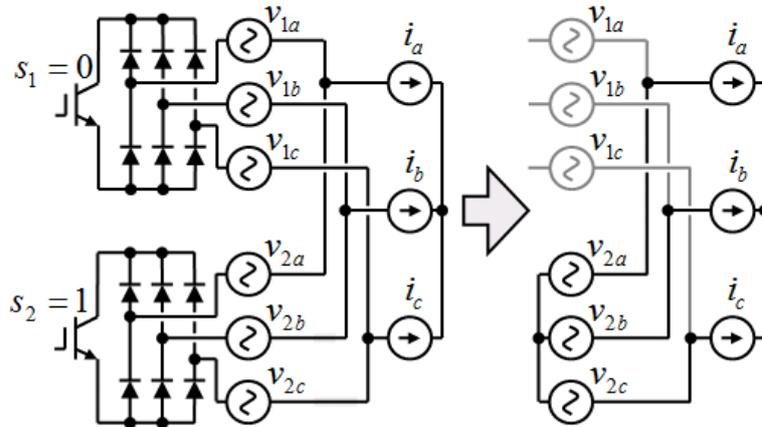


Figura 3.22. Circuito equivalente cuando S_1 está apagado y S_2 está encendido.

De la Fig. 3.21 recordando las señales definidas en Fig. 3.19, cuando el interruptor S_1 está encendido y S_2 está apagado es posible verificar que:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1a}(t) \\ v_{1b}(t) \\ v_{1c}(t) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Y

$$\begin{bmatrix} i_{ia}(t) \\ i_{ib}(t) \\ i_{ic}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Ecuaciones equivalentes pueden ser escritas para el caso cuando S_2 está cerrado y S_1 está abierto, definiendo t_{1on} como el tiempo cuando S_1 está cerrado, t_{2on} como el tiempo en el que el interruptor S_2 está cerrado y T como el periodo total de conmutación, los ciclos de trabajo de los interruptores estarían dados por :

$$d_1 = \frac{t_{1on}}{T}; \quad d_2 = \frac{t_{2on}}{T} \quad (3.11)$$

Así como para el caso del convertidor vectorial tradicional, para la topología es posible conectado las dos fuentes de tensión eléctrica en paralelo, pero la alta corriente destruiría los interruptores del convertidor, así mismo es posible desconectar la corriente de carga pero la alta tensión eléctrica destruiría igualmente el convertidor, así que por seguridad, siempre debe de haber un interruptor cerrado, pero solamente uno, en términos de los ciclos de trabajo y de los tiempos de encendido para ambos interruptores, esto se puede expresar como:

$$\frac{t_{1on} + t_{2on}}{T} = d_1 + d_2 = 1 \quad (3.12)$$

La tensión eléctrica promedio en las terminales de la carga, durante un periodo de conmutación puede ser expresada en términos de estos ciclos de trabajo y de las tensiones eléctricas trifásicas de entrada al convertidor, en este caso como la ecuación (3.13).

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1a}(t) & v_{2a}(t) \\ v_{1b}(t) & v_{2b}(t) \\ v_{1c}(t) & v_{2c}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(t) \\ d_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

La corriente promedio en las fuentes de tensión eléctrica de entrada puede ser expresada en términos de los ciclos de trabajo y de la corriente de carga como:

$$\begin{bmatrix} i_{ia}(t) \\ i_{ib}(t) \\ i_{ic}(t) \end{bmatrix} = d_i \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Para $i = 1, 2$, las ecuaciones (3.13) y (3.14) son equivalentes a las de un convertidor trifásico vectorial de 2×1 en la configuración tradicional. E igualmente pueden ser extendidas a cualquier número de nodos de entrada, pero es importante notar que en el

convertidor mostrado en la Fig. 3.18 y Fig. 3.19 no puede ser extendido a cualquier número de nodos de salida. Solamente uno, es posible agregar cargas sin embargo estarían conectadas en paralelo con la carga inicial, y tendrían la misma tensión eléctrica en terminales. O agregar más transformadores con sus respectivos interruptores bidireccionales, aunque es caro. Esta es la limitante del convertidor vectorial simplificado, es posible obtener convertidores más simples con topologías de una sola carga como los dispositivos FACTS que regulan el flujo de potencia de una sola línea, pero usarlos en interconexiones más complejas elevaría el costo por el número de transformadores.

La ecuación (3.13) que fue desarrollada para el convertidor de la Fig. 3.19 puede ser extendida para el convertidor de la Fig. 3.18 en:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1a}(t) & v_{2a}(t) & v_{Na}(t) \\ v_{1b}(t) & v_{2b}(t) & v_{Nb}(t) \\ v_{1c}(t) & v_{2c}(t) & v_{Nc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(t) \\ d_2(t) \\ \downarrow \\ d_N(t) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Y (3.14) es válida también para la Fig. 3.18 cuando $i = 1, 2, \dots, N$. En general, para la misma topología de convertidor el SVeSC utiliza menos IGBTs y más diodos que el VeSC (convertidor vectorial tradicional). El número de IGBTs está dado por:

$$IGBTs_{SVeSC} = \frac{IGBTs_{VeSC}}{3} \quad (3.16)$$

Y el número de diodos está dado por:

$$Diodes_{SVeSC} = 2Diodes_{VeSC} \quad (3.17)$$

3.3. CONCLUSIÓN DEL CAPÍTULO 3.

Este capítulo ha presentado una revisión histórica y del estado del arte de los convertidores con enlace de CA, se han enlistado algunas de las aplicaciones más destacadas y se ha introducido el convertidor vectorial simplificado, como una mejora al convertidor vectorial, mostrado en el capítulo 2.

Referencias Capítulo 3

- [1] Mozdzer, Alexander; Bose, Bimal K.; *“Three-Phase AC Power Control Using Power Transistors”* Industry Applications, IEEE Transactions on Volume IA-12, Issue 5, Sept. 1976 Page(s):499 – 505.
- [2] Bhat, S. Ashoka Krishna; Vithayathil, Joseph; *“A Simple Multiple Pulsewidth Modulated AC Chopper”* Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume IE-29, Issue 3, Aug. 1982 Page(s):185 – 189.
- [3] Ziogas, P.D.; Vincenti, D.; Joos, G.; *“A practical PWM AC controller topology”* Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE 4-9 Oct. 1992 Page(s):880 - 887 vol.1.
- [4] Vincenti, D.; Hua Jin; Ziogas, P.; *“Design and implementation of a 25-kVA three-phase PWM AC line conditioner”*; Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 9, Issue 4, July 1994 Page(s):384 – 389.
- [5] Srinivasan, S.; Venkataramanan, G. *“Comparative evaluation of PWM AC-AC converters”*; Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record. 26th Annual IEEE Volume 1, 18-22 June 1995 Page(s):529 - 535 vol.1.
- [6] Srinivasan, S.; Venkataramanan, G.; *“Design of a versatile three-phase AC line conditioner”* Industry Applications Conference, 1995. hirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE Volume 3, 8-12 Oct. 1995 Page(s):2492 - 2499 vol.3
- [7] Hingorani, N.G.; *“Introducing custom power”*; Spectrum, IEEE Volume 32, Issue 6, June 1995 Page(s):41 – 48.

- [8] Venkataramanan, G., Johnson, B.K., and Sundaram, A.: “*An AC-AC power converter for custom power applications*”, IEEE Trans. Power Deliv., 1996, 11, (3), pp. 1666–1671.
- [9] Boon-Teck Ooi; Kazerani, M. “*Unified power flow controller based on matrix converter*”; Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC 96 Record., 27th Annual IEEE Volume 1, 23-27 June 1996 Page(s):502 - 507 vol.1.
- [10] Lopes, L.A.C.; Joos, G.; Boon-Teck Ooi; “*A PWM quadrature-booster phase shifter for AC power transmission*” Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 12, Issue 1, Jan. 1997 Page(s):138 – 144
- [11] Johnson, B.K.; Venkataramanan, G.; “*A hybrid solid state phase shifter using PWM AC converters*” Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 13, Issue 4, Oct. 1998 Page(s):1316 - 1321
- [12] Bauer, P.; de Haan, S.W.H.; “*New concept for voltage control*”; Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on Volume 2, 1-3 Dec. 1998 Page(s):918 - 923 Vol. 2.
- [13] Hietpas, S.M.; Pecan, R.; “*Simulation of a three-phase AC-AC boost converter to compensate for voltage sags*” Rural Electric Power Conference, 1998. Papers Presented at the 42nd Annual Conference 26-28 April 1998 Page(s):b4 – 1-7
- [14] Ooi, B.-T.; Kazerani, M.; “*Voltage-source matrix converter as a controller in flexible AC transmission systems*”; Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 13, Issue 1, Jan. 1998 Page(s):247 – 253.
- [15] Lopes, L.A.C.; Joos, G.; Boon-Teck Ooi; “*A high-power PWM quadrature booster phase shifter based on a multimodule AC controller*” Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 13, Issue 2, March 1998 Page(s):357 – 365

- [16] Bauer, P.; De Haan, S.W.H.; “*Solid state tap changers for utility transformers*” AFRICON, 1999 IEEE Volume 2, 28 Sept.-1 Oct. 1999 Page(s):897 - 902 vol.2
- [17] Woodley, N.H.; Morgan, L.; Sundaram, A.; “*Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer*”; Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 14, Issue 3, July 1999 Page(s):1181 – 1186.
- [18] Hietpas, S.M.; Naden, M.; “*Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter*” Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 36, Issue 1, Jan.-Feb. 2000 Page(s):33 – 38
- [19] Lopes, L.A.C.; Joos, G.; “*Pulse width modulated capacitor for series compensation*”. Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 16, Issue 2, March 2001 Page(s):167 – 174.
- [20] Wheeler, P.W.; Rodriguez, J.; Clare, J.C.; Empringham, L.; Weinstein, A.; “*Matrix converters: a technology review*” Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 49, Issue 2, April 2002 Page(s):276 – 288
- [21] G. Venkataramanan and B. K. Johnson, “*Pulse width modulated series compensator*” IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, Vol 149, Issue 1, pp 71-75, Jan 2002.
- [22] Sen, K.K.; “*Versatile power flow transformer*” Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE Volume 1, 27-31 Jan. 2002 Page(s):492 - 495 vol.1
- [23] Sen, K.K.; Mey Ling Sen; “*Comparison of the "Sen" transformer with the unified power flow controller*” Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 18, Issue 4, Oct. 2003 Page(s):1523 – 1533

- [24] Chung, Y.H.; Kwon, G.H.; Park, T.B.; Lim, K.Y. “*Dynamic voltage regulator with solid state switched tap changer*”; Quality and Security of Electric Power Delivery Systems, 2003. CIGRE/PES 2003. IGRE/IEEE PES International Symposium 8-10 Oct. 2003 Page(s):105 – 108.
- [25] Sen, K.K.; Mey Ling Sen; “*Introducing the family of "Sen" transformers: a set of power flow controlling transformers*” Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 18, Issue 1, Jan 2003 Page(s):149 – 157
- [26] Fang Zheng Peng; Lihua Chen; Fan Zhang; “*Simple topologies of PWM AC-AC converters*” Power Electronics Letters, IEEE Volume 1, Issue 1, March 2003 Page(s):10 – 13
- [27] F. Mancilla-David and G. Venkataramanan, “*A Synchronous Backto- Back Intertie Using the Vector Switching Converter*” Proceedings of the Thirty-Sixth Annual North American Power Symposium (NAPS), Moscow, Idaho. Aug 2004.
- [28] Venkataramanan, G. “*Three-phase vector switching converters for power flow control*”; Electric Power Applications, IEE Proceedings - Volume 151, Issue 3, 8 May 2004 Page(s):321 – 333.
- [29] F. Mancilla-David and G. Venkataramanan, “*A Pulse Width Modulated AC Link Unified Power Flow Controller*” To appear in Proceedings of the 2005 IEEE Power Engineering Society General Meeting, San Francisco, CA. Jun 2005.
- [30] Gonzalez, Juan Miguel; Ramirez, Juan M.; “*AC-AC Γ controller for steady state and transient stability analysis*” Power Symposium, 2006. NAPS 2006. 38th North American Sept. 2006 Page(s):613 – 618.
- [31] Juan Miguel González López, Master thesis: “*Dispositivos FACTS basados en fuentes convertidoras de a.c./a.c.*”. Guadalajara Campus of CINVESTAV in Mexico, 2006.

- [32] Ramirez, Juan M.; Gonzalez, Juan Miguel; “*Steady-State and Transient Stability Studies with an AC-AC PWM Series Compensator*” Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE 24 28 June 2007 Page(s):1-8.
- [33] Mancilla-David, F.; Bhattacharya, S.; Venkataramanan, S.; “*A Comparative Evaluation of Series Power-Flow Controllers Using DC- and AC-Link Converters*”; Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 23, Issue 2, April 2008 Page(s):985 – 996.
- [34] N. Mohan, W. P. Robbin, and T. Undeland; “*Power Electronics: Converters, Applications, and Design*” Segunda Edición, New York: Editorial: Wiley, 1995.
- [35] Muhamad. H. Rashid, Book: “*Power Electronics*”, 3rd ed.: Prentice-Hall, 2004.
- [36] F. Mancilla-David and G. Venkataramanan, “*Generalized Averaged Dynamic Modeling of Vector Switching AC Power Flow Controllers*”; Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36 2005 Page(s):45 – 51.
- [37] Rosas-Caro Julio Cesar, “*Simple Topologies For Power Conditioners and FACTS Controllers*”; Tesis de Doctorado en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional CINVESTAV Unidad Guadalajara 2009.

Análisis del regulador trifásico de tensión eléctrica basado en dos interruptores

Este capítulo presenta el análisis de la topología que se propone analizar, la cual es un regulador de tensión eléctrica trifásico que utiliza únicamente dos transistores interruptores controlados lo que le da una alta confiabilidad y hace la etapa de conmutación sencilla y de bajo costo en comparación con otras topologías disponibles en el mercado

La topología que se propone puede ser utilizada para regular la tensión eléctrica en el sistema de distribución de potencia y es capaz de regular la tensión eléctrica en estado estacionario así como de rechazar disturbios como disminuciones de tensión eléctrica ocasionadas por el arranque de grandes motores, la topología no utiliza elementos de almacenamiento de energía, lo que reduce el tamaño del convertidor a implementar.

El esquema de control por modulación de ancho de pulso PWM por sus siglas en inglés está basado en señales de CD asíncronas de la red eléctrica, por lo que no es necesario utilizar lazos de amarre por fase ni otro sistema de sincronización, esto además hace el esquema de PWM insensible a las perturbaciones de fase y frecuencia en el sistema de potencia mientras que el control puede ser implementado en un microcontrolador de bajo costo.

4.1. INTRODUCCIÓN.

La electrónica de potencia trae la promesa de una nueva y mejorada confiabilidad y calidad de la energía en el sistema de distribución bajo el concepto de acondicionamiento de potencia [1] y un conjunto de compensadores basados en electrónica de potencia que pueden ser divididos en dos aproximaciones de acuerdo a la estructura de su etapa de potencia: (i) la aproximación de enlace de CD, basada en convertidores con fuente de tensión eléctrica VSC (por sus siglas en inglés) y (ii) la aproximación con enlace de CA basada en choppers de CA (también llamados recortadores de CA) y convertidores de conmutación vectorial VeSC (por sus siglas en inglés) [2], algunas revisiones comparativas han sido presentadas en [3-4].

Para regulación de tensión eléctrica en el sistema de distribución, el compensador con que pertenece a la aproximación con enlace de CD es el restaurador dinámico de tensión eléctrica DVR (por sus siglas en inglés) el cual consta de un VSC conectado en serie con la carga mediante un transformador de inyección en serie, esto con el fin de regular la tensión eléctrica en la carga al intercambiar potencia reactiva con el sistema, recientemente se han realizado varias investigaciones enfocadas en ese tema [5-6] debido a que en los problemas de calidad de la energía del sistema de distribución, más del 90% de los problemas son disminuciones de tensión eléctrica de corta duración (menos de 2 segundos), en los cuales la tensión eléctrica se reduce un 40%–50% de la tensión eléctrica nominal [7].

La aproximación con enlace de CA tiene varios compensadores tradicionales así como nuevos para regulación de tensión eléctrica en el sistema de distribución [8-15] con ventajas sobre los basados en la aproximación de CD como: no necesitan elementos de almacenamiento de energía, y la modulación de ancho de pulso PWM se basa en señales de CD, no necesita estar sincronizado con la red, lo que evita el uso de PLL (del inglés *phase locked loop*), además que las variaciones de frecuencia y fase no afectan al esquema de modulación. En [16] se desarrolló un análisis orientado a diseño en donde se comparó entre la aproximación de CD y de CA utilizando como ejemplo dos compensadores de

flujo de potencia con conexión en serie. En el análisis comparativo [16] se mostró que la aproximación de CA tiene ventajas sobre la aproximación de CD como menor tamaño, costo y menor potencia instalada en semiconductores.

En el caso de la aproximación con enlace de CA, se tienen identificados dos grupos principales de convertidores: (i) los que se basan solamente en un convertidor con enlace de CA [8-10], vea la Fig. 4.1(a), el otro grupo de compensadores son (ii) los basados en un convertidor con enlace de CA y transformadores de inyección, en donde la estación de conmutación tiene un rango de potencia bajo comparado con la potencia de la carga [10-13], vea la Fig. 4.1(b).

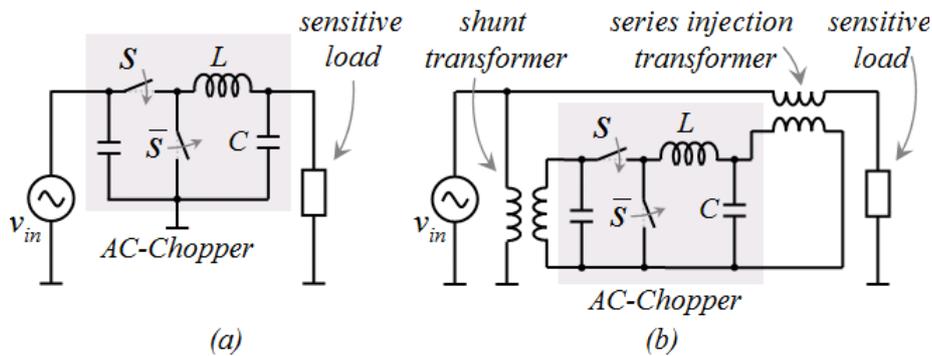


Figura 4.1. *Compensadores basados en enlace de CA*
 (a) *sin transformador* (b) *con transformadores.*

La Fig. 4.1 muestra ejemplos con el convertidor Buck de compensadores sin y con transformadores, sin embargo, es posible utilizar cualquier configuración de convertidor con enlace de CA en la Fig. 4.1(a) y (b). De hecho, es posible derivar convertidores con enlace de CA de cualquiera de las topologías conocidas para conversión CD-CD [17], una nueva familia de convertidores CA-CA fue propuesta en [18] la cual utiliza solamente dos interruptores para cada configuración trifásica de convertidor Buck, boost, etc. En [19] se propuso una familia de dispositivos FACTS (por las siglas en inglés de “sistemas flexibles de transmisión de CA”) los cuales son controlados por PWM y utilizan un número reducido de interruptores.

Este capítulo presenta el análisis de un regulador de tensión eléctrica trifásico controlado por PWM cuyas características principales son: que utiliza solamente dos

interruptores controlados y dos transformadores, los cuales están dimensionados de acuerdo a la máxima potencia que se desea compensar, por ejemplo, 20% de la potencia de la carga. La potencia instalada en el convertidor es mucho menor a la potencia de la carga. La frecuencia y fase de la tensión eléctrica de salida están determinadas por la conexión de los transformadores y por la tensión eléctrica de entrada, por lo que al igual que otros compensadores con enlace de CA, el esquema de modulación es asíncrono a la red y trabaja sin lazo de amarre por fase PLL (por sus siglas en inglés).

Las principales ventajas de la topología propuesta son: (i) alta confiabilidad debida al reducido número de interruptores, (ii) una estación de conmutación pequeña que además no contiene elementos de almacenamiento de energía, (iii) el control es simple y basada en señales de CD. La topología puede ser utilizada para regular la tensión eléctrica en estado estacionario y rechazar perturbaciones tanto de régimen estacionario como flicker así como perturbaciones de régimen transitorio como SAGs, está especialmente diseñada para instalaciones industriales en donde el arranque de grandes motores trifásicos puede causar disminuciones de tensión eléctrica de más del 15% en los alimentadores incluso cuando se tienen bancos de capacitores instalados [20].

4.2. TOPOLOGÍA PROPUESTA PARA SU ANÁLISIS.

La topología mencionada se muestra en la Fig. 4.2, ideal para regular la tensión eléctrica de cargas sensibles que se instalan en alimentadores en donde existen motores trifásicos que pueden arrancar varias veces por día, generando disminuciones de tensión eléctrica durante el arranque. Algunas de las señales más importantes del sistema se muestran en la Fig. 4.2 para explicar el principio de operación.

Un transformador T_1 se conecta en paralelo con el alimentador, en este caso se propone que el transformador tenga una relación de transformación de 5:1, esto es, el transformador reduce la tensión del alimentador cinco veces, con el fin de adecuar los niveles de tensión eléctrica a los que utilizan los dispositivos semiconductores, vea la Fig. 4.2.

Se conectan tres capacitores al secundario de T_1 , estos son pequeños capacitores de poliéster que tienen como finalidad desacoplar la inductancia parásita del transformador, no son para almacenar energía por lo que su tamaño y su aportación de potencia reactiva no es considerable, la tensión eléctrica en estos capacitores depende de la tensión eléctrica de entrada y de la relación de transformación de T_1 de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} V_{a1n1} \\ V_{b1n1} \\ V_{c1n1} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

En donde T_1 es la relación de transformación del transformador (se utilizó el mismo nombre del transformador por conveniencia, en este caso, en donde la relación de reducción es 5:1, T_1 es igual a 0.2 en la ecuación (1), vea la Fig. 4.2, la salida del transformador se conecta a la etapa de conmutación de potencia del convertidor.

Se utilizan dos interruptores bidireccionales trifásicos controlados por PWM, cada uno de ellos está basado en un puente rectificador de diodos y un transistor, en este caso se dibujó con transistores bipolares de compuerta aislada IGBT (por sus siglas en inglés).

Cada interruptor trifásico tiene tres terminales, cuando el transistor cierra es como juntar las tres terminales en un mismo punto, ya que existe un camino de libre paso para la corriente que venga de cualquiera de las tres terminales hacia otra de ellas a través de dos de los diodos y el transistor, pero cuando el transistor está abierto es como separar las tres terminales y dejarlas desconectadas, pues no puede fluir corriente por el transistor y por ende, por cualquiera de las terminales.

Ambos transistores conmutan complementariamente, cuando s_1 está cerrado s_2 permanece abierto y cuando s_1 está abierto s_2 debe de permanecer cerrado, la salida de la estación de conmutación se conecta al transformador de inyección en serie T_2 al cual para este ejemplo se ha seleccionado una relación de transformación 1:1.

De acuerdo al estado de conmutación, existen dos circuitos equivalentes para el compensador, dichos circuitos son mostrados en la Fig. 4.3.

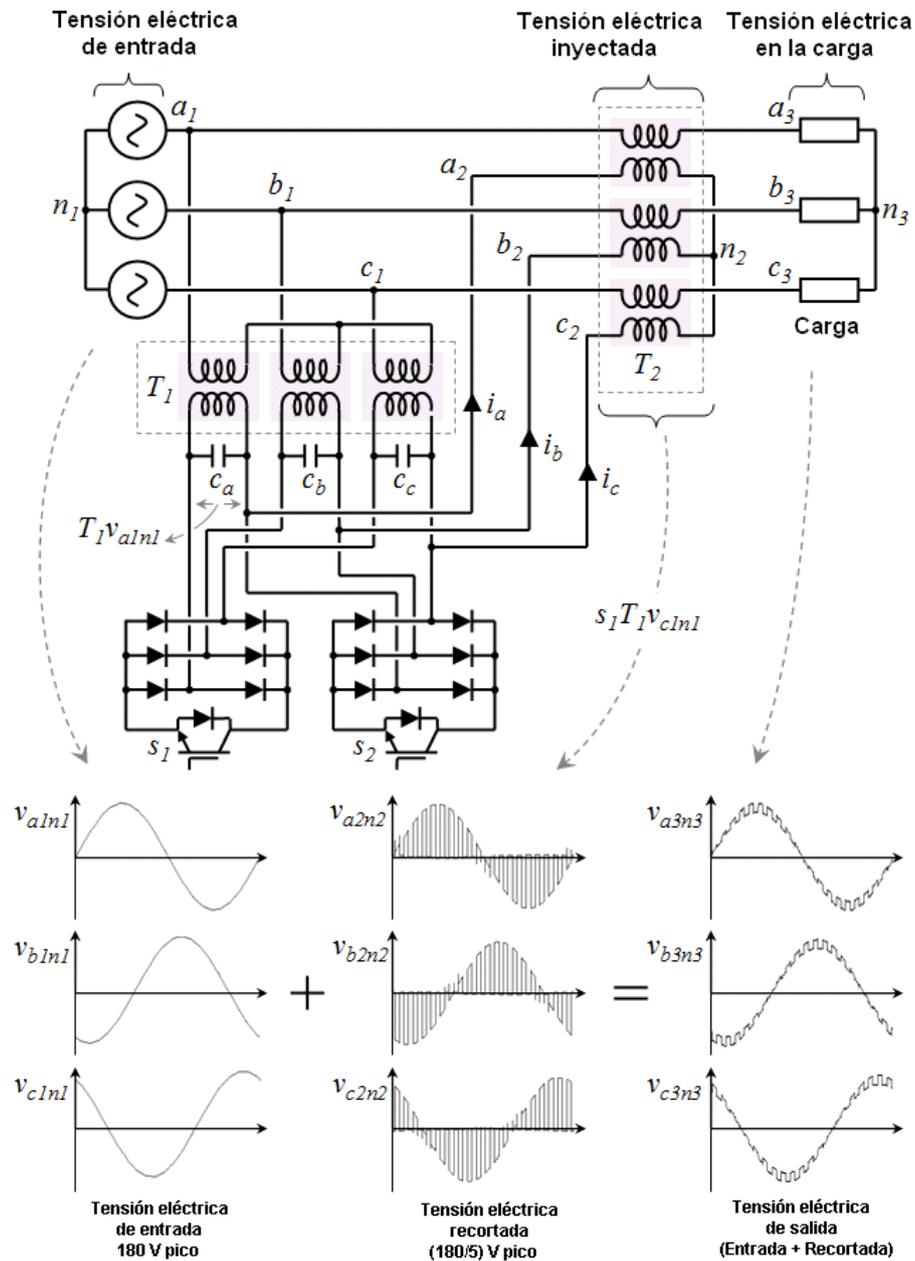


Figura 4.2. Topología propuesta para ser estudiada con las principales señales.

Como se ha mencionado existen dos circuitos equivalentes mostrados en la Fig. 4.3, cuando el interruptor s_1 está cerrado y s_2 está abierto, el compensador se comporta como el circuito equivalente mostrado en la Fig. 4.3(a), inyectando toda la tensión eléctrica del

transformador T_1 en serie con la carga mediante el transformador T_2 . Por otro lado, cuando el interruptor s_1 está abierto mientras que el interruptor s_2 está cerrado, el compensador se comporta como el circuito equivalente mostrado en la Fig. 4.3 (b), en este estado de conmutación, el transformador T_1 está desconectado (apagado) y el transformador T_2 está en corto, con lo que se tiene baja impedancia y la tensión eléctrica en la carga es prácticamente la misma que la tensión eléctrica de alimentación.

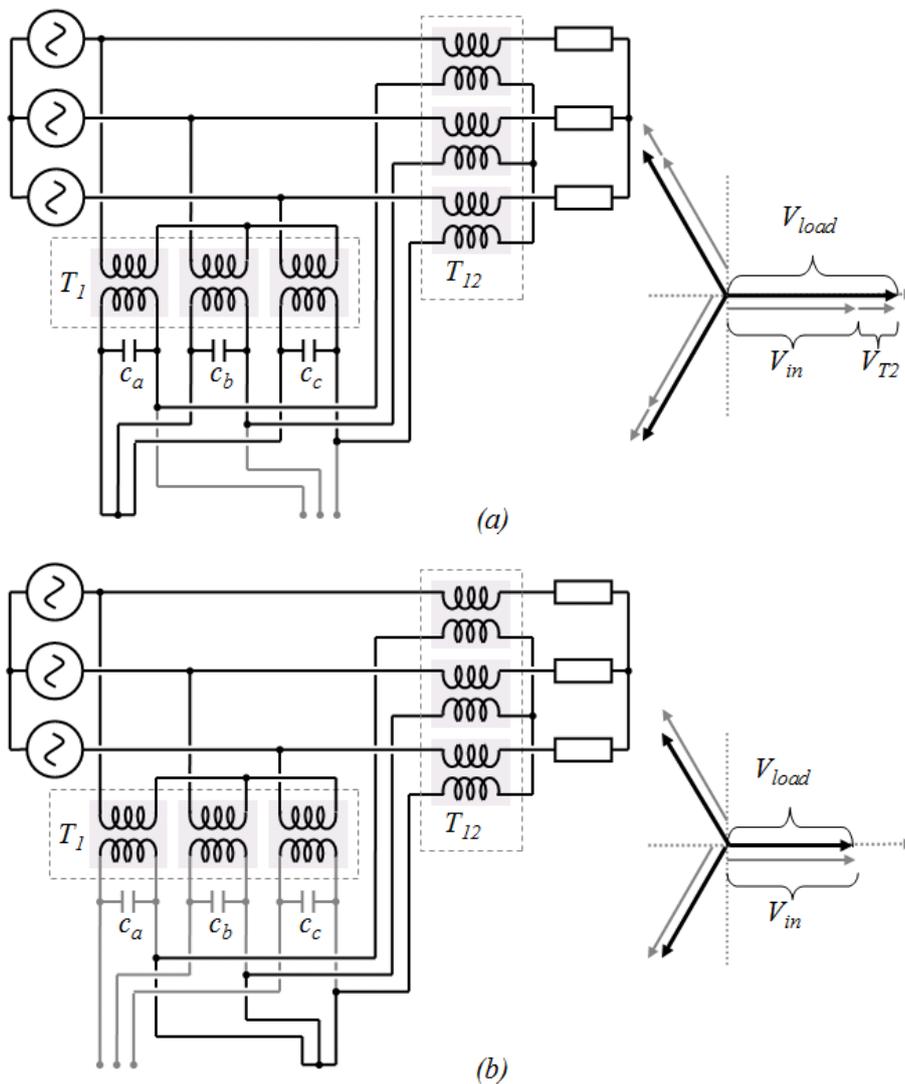


Figura 4.3. Circuitos equivalentes (a) $S_1=on$ y $S_2=off$, (b) $S_1=off$ y $S_2=on$.

Esta operación causa que la tensión eléctrica inyectada se vea como una señal sinusoidal recortada, vea la Fig. 4.2, la tensión eléctrica en la carga es igual a la tensión eléctrica de entrada más la tensión eléctrica recortada dado que el transformador de

inyección en serie se encuentra entre la carga y la tensión eléctrica de entrada, en el caso de la Fig. 4.2, la tensión eléctrica recortada tiene un valor pico igual a $V_{in}/5$, debido a la relación de transformación de T_1 , es importante notar que el hecho de estar recortada reduce su valor RMS.

Considerando el principio de operación explicado, la tensión eléctrica de compensación inyectada puede ser expresada en términos de la tensión eléctrica en los capacitores de desacoplo, los cuales se encuentran en el secundario de T_1 , y en términos de la función de conmutación de ambos transistores, considerando a T_1 y a T_2 como constantes que equivalen a la relación de vueltas de sus respectivos transformadores ($T_1=0.2$ y $T_2=1$) y a s_1 y s_2 como las funciones de conmutación de ambos transistores (con el mismo nombre) la tensión eléctrica inyectada puede ser expresado como:

$$\begin{bmatrix} V_{a1a3} \\ V_{b1b3} \\ V_{c1c3} \end{bmatrix} = T_2 T_1 \begin{bmatrix} V_{a1n1} & 0 \\ V_{b1n1} & 0 \\ V_{c1n1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

El devanado secundario del transformador en paralelo puede ser modelado como dos fuentes de tensión eléctrica sinusoidal, una de ellas tiene una amplitud igual a la tensión eléctrica de entrada multiplicado por T_1 , y la otra tiene una amplitud de cero.

Cualquiera de las dos fuentes de tensión eléctrica pueden ser conectadas al transformador de inyección dependiendo de la función de conmutación de los interruptores. El transformador de inyección en serie puede ser modelado como una fuente de corriente debido a su conexión en serie con la carga, el designar a un nodo como fuente de tensión eléctrica o fuente de corriente puede hacerse de forma arbitraria (aunque en este caso no se hizo de esta forma), esta libertad está dada porque una fuente de tensión eléctrica puede convertirse en una fuente de corriente al conectarle un inductor en serie, y una fuente de corriente puede convertirse en una fuente de tensión eléctrica al conectarle un capacitor en paralelo, tal como se explica en [2].

El modelo del compensador propuesto puede ser dibujado como en la Fig. 4.4, similar a un convertidor de conmutación vectorial trifásico simplificado de **2x1** SVeSC [19]. Si el convertidor puede ser modelado como un convertidor trifásico de conmutación vectorial VeSC o como un SVeSC, entonces puede ser analizado con la teoría disponible en la literatura, en donde se han realizado diversas investigaciones para este tipo de convertidores [2, 19, 21].

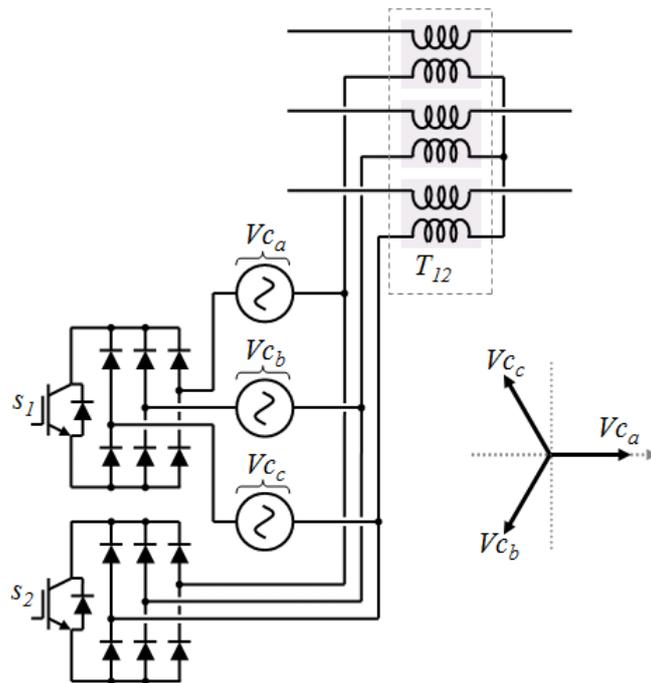


Figura 4.4. *Convertidor propuesto modelado como un convertidor de conmutación vectorial simplificado SVeSC de 2x1.*

4.3. FORMAS DE ONDA DE LA OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR.

Se realizaron diversas simulaciones, dos de ellas se muestran aquí, una simulación preliminar para mostrar las formas de onda importantes y explicar el principio de operación con baja frecuencia de conmutación, una segunda simulación se realizó con alta frecuencia de conmutación y un lazo cerrado de control mostrando la capacidad del compensador para rechazar sags.

4.3.1. Simulación preliminar.

El primer caso de simulación es con lazo abierto, con la misma configuración de la Fig. 4.2, el ciclo de trabajo es constante e igual a 0.5, la carga es RL, los interruptores son ideales con una frecuencia de conmutación relativamente baja solo para explicar el principio de compensador, los parámetros de simulación se muestran en la siguiente tabla:

<i>Tensión eléctrica de entrada trifásica</i>	<i>220 V RMS línea-a-línea – 60 Hz</i>
<i>Frecuencia de conmutación</i>	<i>1.2 kHz, $T_s=833.33\mu S$</i>
<i>Ciclo de trabajo</i>	<i>0.5</i>
<i>Relación de vueltas de T1</i>	<i>5:1</i>
<i>Relación de vueltas de T2</i>	<i>1:1</i>
<i>Resistencia de la carga</i>	<i>$R=161 \Omega$</i>
<i>Inductancia de la carga</i>	<i>$L=159.15 \text{ mH}$, $X_L=60 \Omega$</i>
<i>Impedancia aparente de la carga</i>	<i>171Ω</i>
<i>Factor de potencia de la carga</i>	<i>0.95</i>

Algunas formas de onda se muestran en la Fig. 4.2, un análisis armónico de las señales fue realizado en Matlab, la Fig. 4.5 muestra el análisis armónico de la tensión eléctrica recortada e inyectada.

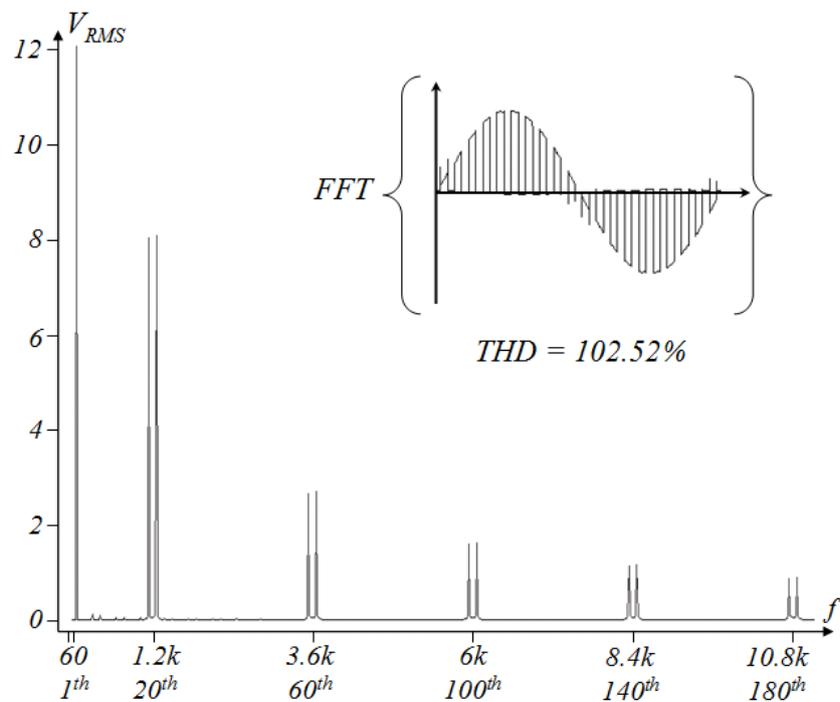


Figura 4.5. Espectro armónico de la tensión eléctrica recortada V_{a2n2} de la Fig. 2, el eje vertical está en Volts, mientras que el horizontal está en Hertz y en orden de la armónica.

La transformada rápida de Fourier FFT (por sus siglas en inglés) de una tensión eléctrica sinusoidal recortada como V_{a2n2} tiene un espectro característico, esto es que contiene siempre armónicas del mismo orden, contiene la señal de frecuencia fundamental, en este caso 60 Hz, y armónicas en ambos lados de las componentes armónicas nones de la frecuencia de conmutación, por ejemplo en este caso la frecuencia fundamental es 60 Hz y la frecuencia de conmutación es 1200 Hz (de hecho es la 20th armónica de la fundamental) entonces aparecerá una componente de 60 Hz, seguida de una de 1140 Hz y una de 1260Hz, esto es armónicas 19th y 21th, vea la Fig. 4.5, en otras palabras aparece un par de armónicas alrededor de la frecuencia de conmutación. Posteriormente aparece otro par en la tercera armónica de la frecuencia de conmutación (alrededor de la armónica 60th para 60Hz), después un par alrededor de la quinta armónica de la frecuencia de conmutación que es la centésima armónica de la fundamental, y así sucesivamente como puede ser observado en la Fig. 4.5. Los valores RMS de las componentes armónicas de la Fig. 4.5 se muestran en la siguiente tabla:

1 th	-	12.0691 (60Hz)			
19 th	-	8.0261 ;	21 th	-	8.0782
59 th	-	2.6607 ;	61 th	-	2.7046
99 th	-	1.5997 ;	101 th	-	1.6162
139 th	-	1.1419 ;	141 th	-	1.1620
179 th	-	0.8834 ;	181 th	-	0.9072
219 th	-	0.7199 ;	221 th	-	0.7465
259 th	-	0.6080 ;	261 th	-	0.6309

Tomando en cuenta las primeras 800 armónicas de 60Hz, se calculó la distorsión armónica total THD (por sus siglas en inglés) de la señal recortada con un ciclo de trabajo de 0.5 y fue igual a 102.52%.

En este ejemplo, la primera armónica después de la fundamental aparece muy cerca de la fundamental, vea Fig. 4.5, esto ocurre porque se utilizó una baja frecuencia de conmutación con el fin de ver las señales principales y entender el principio de funcionamiento, pero es posible utilizar frecuencias de conmutación superiores con lo que el orden del primer par armónico aparecería más alejado de la fundamental, entonces un filtro pasivo LC podría ser utilizado para filtrar las armónicas después de la fundamental y

obtener una tensión eléctrica limpia a la salida, por otra parte, la distorsión en la tensión eléctrica recortada es grande pero esto no ocasiona una distorsión alta en la tensión eléctrica de salida pues su amplitud es pequeña.

El mismo procedimiento computacional se desarrollo para encontrar el espectro armónico de la tensión eléctrica en la carga, dicha tensión eléctrica se puede apreciar en la Fig. 4.2, el resultado del análisis se muestra en la Fig. 4.6.

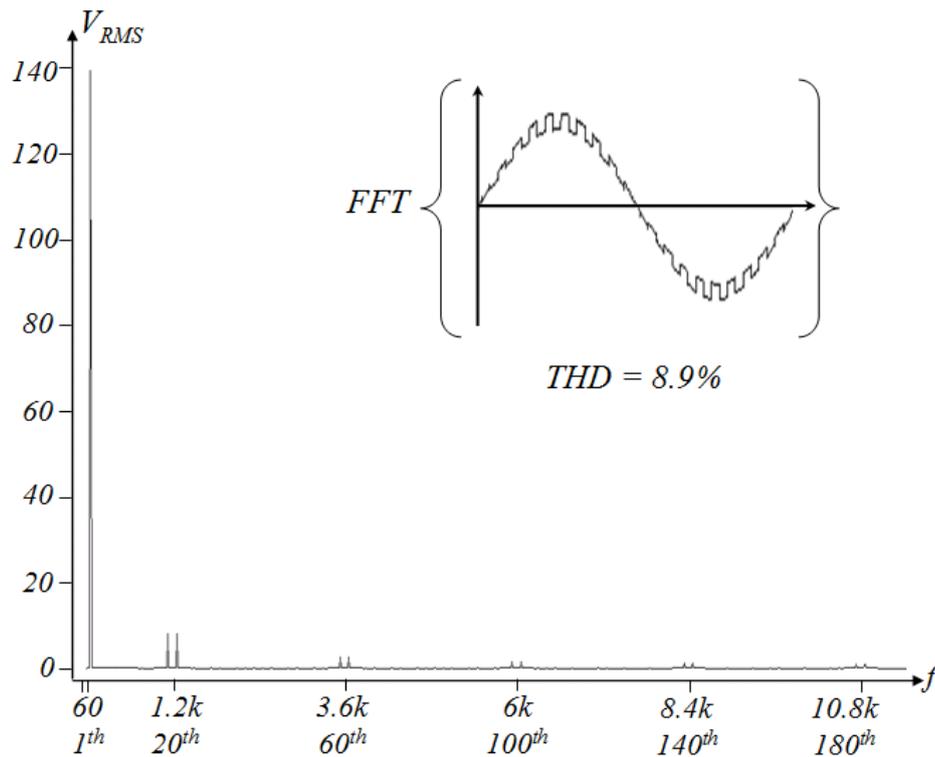


Figura 4.6. Espectro armónico de la tensión eléctrica en la carga V_{a3n3} de la Fig. 2.

Se puede apreciar de la Fig. 4.6 que debido a que la tensión eléctrica recortada, la cual es inyectada en serie, tiene una amplitud mucho menor que la tensión eléctrica de la entrada esta no ocasiona una gran distorsión en la tensión eléctrica de la carga, al igual que en todos los convertidores conmutados, el mayor THD se obtiene cuando el ciclo de trabajo es 0.5, análogamente a los rizados de corriente y tensión eléctrica de los convertidores CD-CD como el Buck, para evaluar la distorsión armónica en el peor de los casos, se debe de elegir dicho ciclo de trabajo.

La distorsión armónica total de ambas señales (la recortada inyectada en serie y la de la tensión en la carga) se evaluó contra el ciclo de trabajo del interruptor s_1 , el resultado se muestra en la siguiente tabla:

<i>Ciclo de Trabajo</i>	<i>Señal Recortada THD</i>	<i>Señal de Salida THD</i>
0.1	302.37%	6.04%
0.2	204.18%	7.57%
0.3	158.48%	8.50%
0.4	124.26%	8.75%
0.5	102.52%	8.92%
<i> </i>		
<i>Ciclo de Trabajo</i>	<i>Señal Recortada THD</i>	<i>Señal de Salida THD</i>
0.6	82.68%	8.52%
0.7	66.45%	7.85%
0.8	51.72%	6.83%
0.9	36.17%	5.27%
1	15.83%	2.53%

La Fig. 4.7 muestra las formas de onda de la tensión eléctrica y corriente en un interruptor (son iguales para el otro interruptor).

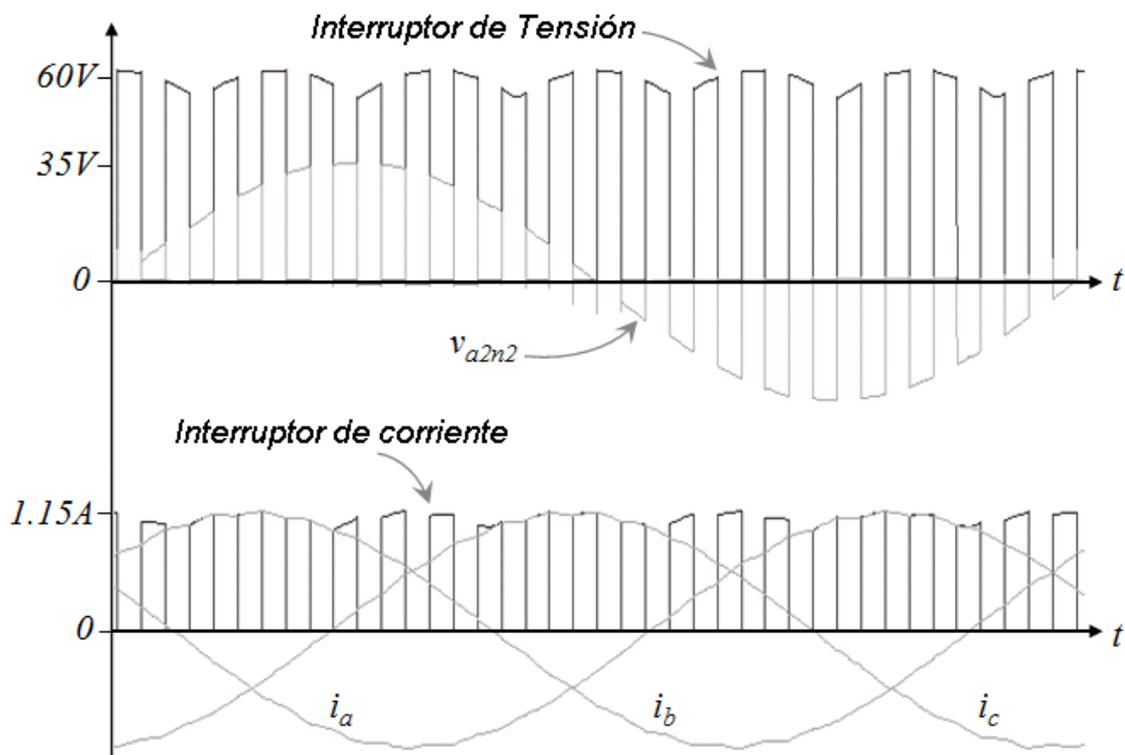


Figura 4.7. Formas de onda de tensión eléctrica y corriente en los interruptores.

Cuando el interruptor está abierto, la corriente es cero y la tensión eléctrica que el interruptor debe de bloquear es la tensión eléctrica trifásica rectificadora del transformador T_1 . Estas gráficas permiten entender el estrés de los interruptores y ayudan a seleccionar la capacidad de los mismos en términos de corriente y tensión eléctrica.

La Fig. 4.7 muestra los valores de las corrientes i_a , i_b e i_c tal como se definieron en la Fig. 4.2 en este caso la corriente es igual a la corriente de carga debido a que el transformador T_2 tiene una relación de vueltas 1:1.

Cuando el interruptor está abierto, la tensión eléctrica que debe de bloquear es casi constante e igual al pico de tensión eléctrica línea a línea que se rectifica en el puente de diodos del respectivo transistor, tal como ocurre en los rectificadores trifásicos, cuando el interruptor está cerrado, la corriente que tiene que drenar es casi constante (también), en este caso esta corriente es igual al valor pico de la corriente de fase que entra al primario del transformador T_2 .

Cuando el interruptor está abierto, sin tomar en cuenta el pico de tensión eléctrica que se genera de forma transitoria, el cual depende en gran medida de la implementación física e ignorando las caídas de tensión eléctrica en los diodos, las cuales son despreciables, el estrés de tensión eléctrica en los interruptores puede ser expresado como:

$$V_{open} = V_{input} T_1 \sqrt{2} \quad (4.3)$$

Donde V_{input} es la tensión eléctrica RMS línea a línea en la entrada del convertidor, en el caso de estudio es igual a 220 V, T_1 es la relación de transformación del transformador T_1 que como se ha mencionado en el caso de estudio es 0.2, tal como se puede ver en la Fig. 4.7 y tal como se puede calcular de la ecuación (4.3), el estrés de tensión eléctrica en los interruptores es 62 V.

Por otra parte, cuando el interruptor está cerrado la corriente que conduce puede ser expresada como:

$$I_{closed} = I_{load} T_2 \sqrt{2} \quad (4.4)$$

Donde I_{load} es el valor RMS de la corriente de la carga, en el caso de estudio es 0.81 A, T_2 es la relación de transformación del transformador T_2 igual a uno en el caso de estudio, de esta fórmula la corriente que circula por los interruptores es 1.15 A, tal como se aprecia en la Fig. 4.7.

Las ecuaciones (4.3) y (4.4) dan una buena idea del estrés en los interruptores, y deben de ser consideradas durante el diseño de un prototipo real.

4.3.2. Simulación de rechazo de Sag.

El segundo caso de simulación es una simulación con lazo cerrado de control con parámetros similares al primer caso, las principales diferencias con el caso anterior son: (i) la frecuencia de conmutación es más alta, (ii) un filtro pasa-bajas se utilizó para filtrar la tensión eléctrica inyectada y tener una mejor forma de onda, los parámetros de simulación se muestran en la siguiente tabla:

<i>Amplitud de tensión eléctrica de entrada trifásica</i>	220 V RMS línea-a-línea – 60 Hz
<i>Frecuencia de conmutación</i>	6 kHz, $T_s=166.66 \mu S$
<i>Ciclo de trabajo</i>	0.5
<i>Relación de vueltas de T1</i>	5:1
<i>Relación de vueltas de T2</i>	1:1
<i>Resistencia de carga</i>	$R=161 \Omega$
<i>Inductancia de carga</i>	$L=159.15 mH, XL=60 \Omega$
<i>Impedancia aparente de la carga</i>	171 Ω
<i>Factor de potencia de la carga</i>	0.95
<i>Inductancia del filtro pasabajas</i>	600 $\mu H, esr=2 m\Omega$
<i>Reactancia inductiva del filtro</i>	226.2 $m\Omega, (60 Hz)$
<i>Capacitancia del filtro</i>	4.70 μF
<i>Reactancia capacitiva del filtro</i>	564.36 $\Omega, (60 Hz)$
<i>Frecuencia de corte del filtro</i>	3000 Hz

La Fig. 4.8 muestra el circuito esquemático, el disturbio que se simuló es una disminución de tensión eléctrica del 15% en la entrada de alimentación, emulando el arranque de un gran motor trifásico que estaría conectado al mismo alimentador que el compensador con su carga sensible.

Para el control se utilizó un simple integrador, tal como se ha mencionado el control del compensador se basa en señales de CD por lo que es relativamente sencillo, es posible utilizar un controlador más complejo sin embargo está fuera de los objetivos de esta tesis y se propondrá como trabajo futuro.

En la Fig. 4.8 se muestra el medidor de tensión eléctrica en una caja negra, este medidor está basado en la transformación de Clarke y es esencial para transformar la tensión eléctrica medida a un valor de CD (no CA).

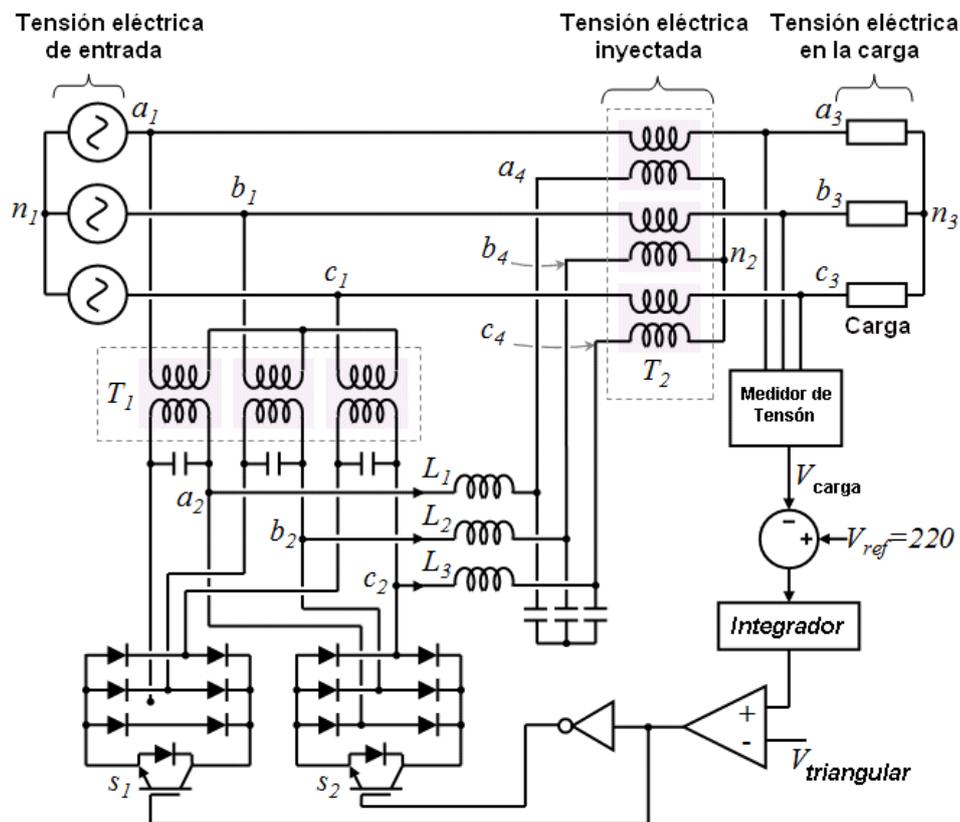


Figura 4.8. Compensador con control de tensión eléctrica de salida.

Como se mencionó, el medidor de tensión eléctrica, que se muestra en una caja negra en la Fig. 4.8 está basado en la transformación de Clarke, es un medidor de tensión eléctrica de marco de referencia estacionario, de gran ayuda para medir la amplitud de tensión eléctrica de forma instantánea, sin necesidad de esperar medio ciclo para estimar el valor pico, el diagrama a bloques del medidor se muestra en la Fig. 4.9.

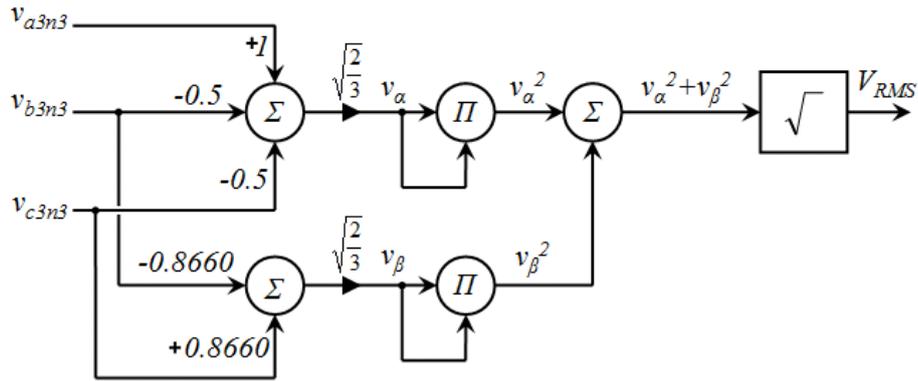


Figura 4.9. Medidor de tensión eléctrica para propósito de retroalimentación.

La Fig. 4.10 muestra los el resultado de la simulación, de la Fig. 4.8.

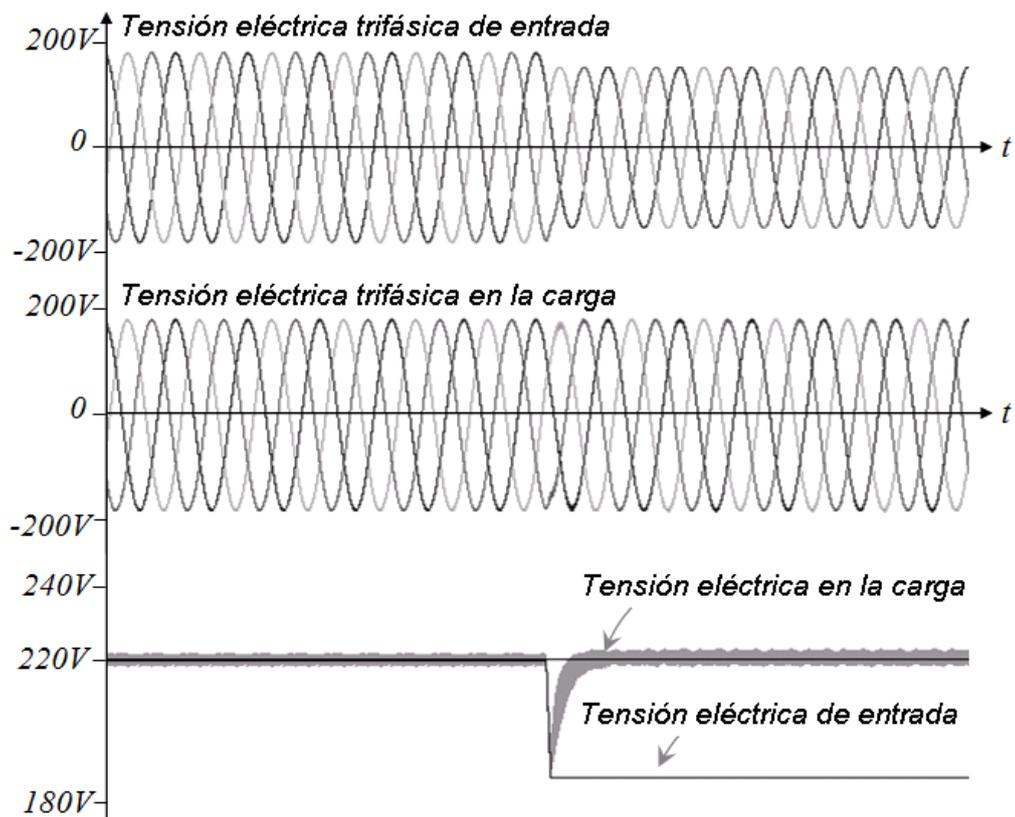


Figura 4.10. Tensión eléctrica de entrada y salida durante la disminución de tensión eléctrica, tensiones eléctricas de CA y valores RMS calculados con la transformación de Clarke.

Es posible observar (vea Fig. 4.10) que: la referencia del esquema de PWM es una señal de CD la cual es comparada con una señal triangular, el hecho de que la referencia

del PWM sea constante y no sinusoidal es una gran ventaja pues no necesita estar sincronizada con la red eléctrica, a diferencia del esquema de modulación de los acondicionadores de potencia basados en el convertidor con fuente de tensión eléctrica (aproximación de CD) en donde se necesita un esquema de sincronización, lo que hace que el controlador de los convertidores basados en la aproximación de CA sean más simples y baratos que los controladores de sus contrapartes con enlace de CD.

El filtro pasabajos suaviza la tensión eléctrica inyectada reduciendo el THD de la tensión eléctrica en la salida, este convertidor fue evaluado en el peor caso de THD (ciclo de trabajo de 0.5). La distorsión armónica total fue menor que el 3% en la tensión eléctrica de salida (tensión eléctrica de la carga), la Fig. 4.11 y la Fig. 4.12 muestran la forma de onda, el análisis armónico y el THD de la tensión eléctrica inyectada y la tensión eléctrica en la carga.

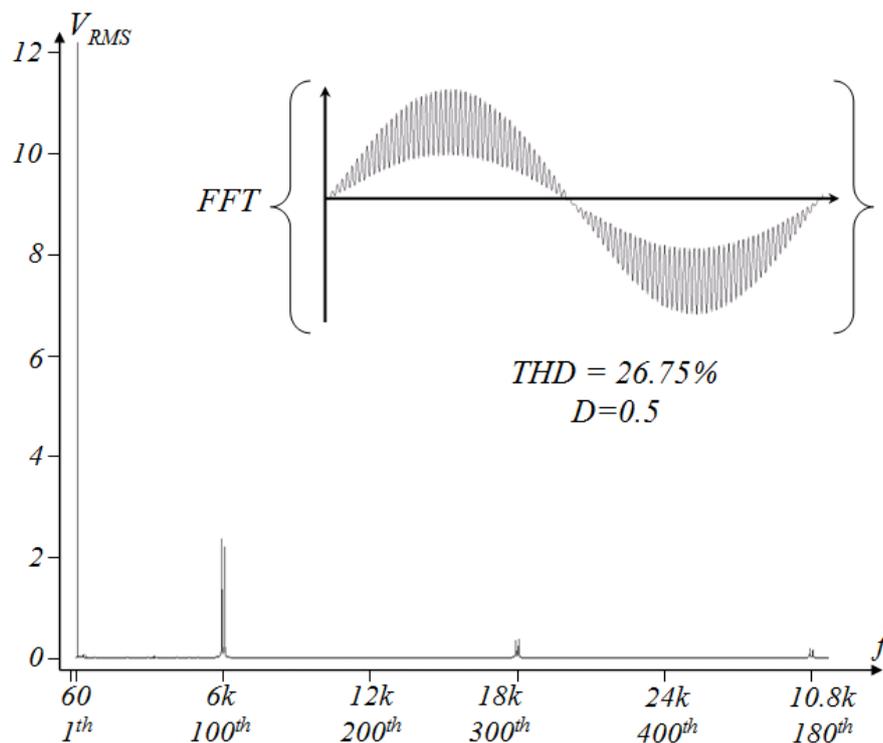


Figura 4.11. Espectro armónico de la tensión eléctrica recortada después del filtro V_{a4n2} de la Fig. 4.8.

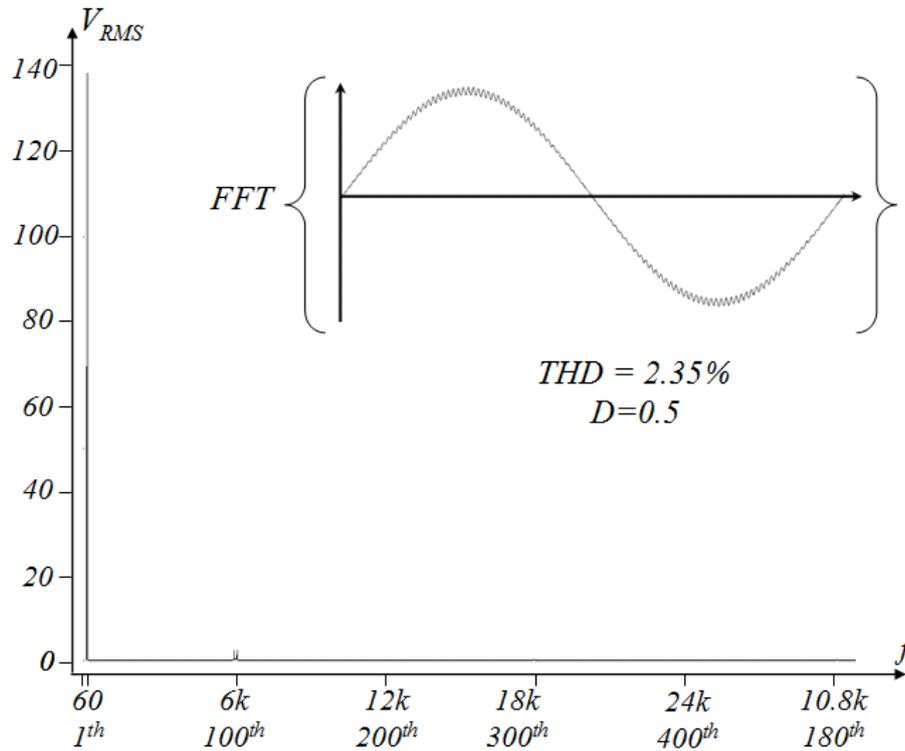


Figura 4.12. Espectro armónico de la tensión eléctrica de la salida V_{a3n3} de la Fig. 4.8.

La siguiente tabla muestra el THD de la tensión eléctrica inyectada en serie y de la tensión eléctrica de salida ante diferentes valores del ciclo de trabajo en el interruptor s_1 :

Ciclo de Trabajo	Señal Inyectada THD	Señal de Salida THD
0.3	39.44%	1.92%
0.5	26.75%	2.35%
0.7	14.26%	1.77%

4.4. CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO.

En este capítulo se analizó el regulador de tensión eléctrica trifásico que utiliza únicamente dos interruptores y dos transformadores dimensionados de acuerdo a la potencia de compensación máxima. También se mostraron otras extensiones pertenecientes al misma familia de compensadores. Las principales ventajas de la topología estudiada son: (i) alta confiabilidad debido al reducido número de interruptores, lo que además provee una etapa de potencia compacta, (ii) control simple basado en señales de CD.

Referencias Capítulo 4

- [1] Hingorani, N.G.; “Introducing custom power” *IEEE Spectrum*, vol. 32, Issue 6, pp. 41-48, June 1995.
- [2] Venkataramanan, G.; “Three-phase vector switching converters for power flow control” *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 151, Issue 3, pp. 321- 333, 8 May 2004.
- [3] F. Mancilla-David “AC Link Vector Switching Converters for Power Flow Control and Power Quality: A Review,” in *Proc. 2009 North American Power Symposium NAPS*.
- [4] Rosas-Caro, J.C.; Mancilla-David, F.; Gonzalez-Lopez, J.M.; Ramirez-Arredondo, J.M.; Gonzalez-Rodriguez, A.; Salas-Cabrera, N.; Gomez-Garcia, M.; Cisneros-Villegas, H.; , "A review of AC choppers," in *Proc. Electronics, Communications and Computer (CONIELECOMP), 2010 20th International Conference on* , vol., no., pp.252-259, 22-24 Feb. 2010.
- [5] Nielsen, J.G.; Blaabjerg, F.; “A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1, Issue 5, pp. 1272-1280, Sept.-Oct. 2005.
- [6] Barros, J; Silva, F; “Multilevel Optimal Predictive Dynamic Voltage Restorer” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Accepted for future publication, 2009.

- [7] Brumsickle, W.E.; Schneider, R.S.; Luckjiff, G.A.; Divan, D.M.; McGranaghan, M.F.; "Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning" *IEEE Trans. in Industry Applications*, vol. 37, Issue 1, pp. 212-217, Jan.-Feb. 2001.
- [8] Vincenti, D.; Hua Jin; Ziogas, P.; "Design and implementation of a 25-kVA three-phase PWM AC line conditioner" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, Issue 4, pp. 384-389, July 1994.
- [9] Venkataramanan, G.; Johnson, B.K.; Sundaram, A.; "An AC-AC power converter for custom power applications" *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, Issue 3, pp. 1666-1671, July 1996
- [10] Ahmed, N.A.; Amei, K.; Sakui, M.; "A new configuration of single-phase symmetrical PWM AC chopper voltage controller" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, Issue 5, pp. 942-952, Oct. 1999.
- [11] Do-Hyun Jang; Gyu-Ha Choe; "Step-up/down AC voltage regulator using transformer with tap changer and PWM AC chopper" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, Issue 6, pp. 905-911, Dec. 1998.
- [12] Hietpas, S.M.; Naden, M.; "Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, Issue 1, pp. 33-38, Jan.-Feb. 2000.
- [13] Aeloiza, E.C.; Enjeti, P.N.; Moran, L.A.; Montero-Hernandez, O.C.; Sangsun Kim; "Analysis and design of a new voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, Issue 4, pp. 1143-1150, July-Aug. 2003.
- [14] Subramanian, S.; Mishra, M.K.; , "Interphase AC–AC Topology for Voltage Sag Supporter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.25, no.2, pp.514-518, Feb. 2010.

- [15] Dong-Myung Lee; Habetler, T.G.; Harley, R.G.; Keister, T.L.; Rostron, J.R.; "A Voltage Sag Supporter Utilizing a PWM-Switched Autotransformer" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, Issue 2, pp. 626-635, March 2007.
- [16] Mancilla-David, F.; Bhattacharya, S.; Venkataramanan, G.; "A Comparative Evaluation of Series Power-Flow Controllers Using DC- and AC-Link Converters" *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, Issue 2, pp. 985-996, April 2008.
- [17] Srinivasan, S.; Venkataramanan, G.; "Comparative evaluation of PWM AC-AC converters" In *Proc. 1995 Power Electronics Specialists Conference PESC*, pp. 529-535.
- [18] Fang Zheng Peng, Lihua Chen; Fan Zhang; "Simple topologies of PWM AC-AC converters." *IEEE Power Electronics Letters*, Volume 1, Issue 1, March 2003, page(s):10 – 13.
- [19] Rosas-Caro, J.C.; Ramirez, J.M.; Peng, F.Z.; "Simple topologies for AC-link flexible AC transmission systems" in *Proc. 2009 Bucharest PowerTech Conference*, pp. 1-8.
- [20] Metwally, I.A.; "No-sag industrial power with DVRs" *IEEE Potentials*, vol. 26, Issue 6, pp. 30-35, Nov.-Dec. 2007.
- [21] Mancilla-David, F.; Venkataramanan, G.; , "Generalized Averaged Dynamic Modeling of Vector Switching AC Power Flow Controllers," *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th* , vol., no., pp.45-51, 16-16 June 2005.

Capítulo

5

Simulación de regulador trifásico de tensión eléctrica de dos interruptores

En este capítulo se presenta la simulación paso a paso del regulador trifásico de tensión eléctrica con dos interruptores en el software de simulación Saber Sketch de la compañía Synopsys.

5.1. INTRODUCCIÓN.

Saber Sketch es un programa de interfaz gráfica en el cual pueden colocarse directamente y de manera muy sencilla componentes eléctricos y/o electrónicos e interconectarlos entre sí, para realizar simulaciones. Este programa posee una interfaz directa a otros programas de *Synopsys*, que le permiten integrar en un solo ambiente diferentes funciones. En forma resumida mediante *Saber Sketch* se pueden realizar las siguientes tareas:

- (i) Diseñar y dibujar circuitos.
- (ii) Simular el comportamiento de los circuitos dibujados.
- (iii) Visualizar y analizar resultados de simulación de circuitos a través gráficos elaborados mediante el software *Saber Scope*.
- (iv) Tener acceso directo a los diferentes dispositivos analógicos y digitales contenidos en la librería del paquete en general.

Existen otras funciones que puede realizar *Saber Sketch*, pero las mismas están fuera del alcance de este capítulo.

5.2. ENTORNO DEL PROGRAMA SABER SKETCH.

Para arrancar un nuevo proyecto de simulación utilizando el software *Saber Sketch* de *Synopsys, Inc* debe ir al menú de inicio en la barra de Microsoft *Windows*, hacer click y posteriormente a *programas/Synopsys/2002.4/Saberdesigner* en el cual debe seleccionar la opción *SaberSketch* que presenta el siguiente icono:

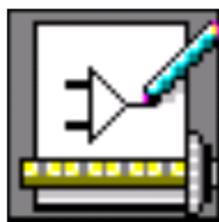


Figura 5.1. *Icono de programa Saber Sketch.*

Una vez realizado esto aparecerá una ventana similar a la mostrada en la Fig. 5.2, que representa el inicio del programa *SaberSketch*.

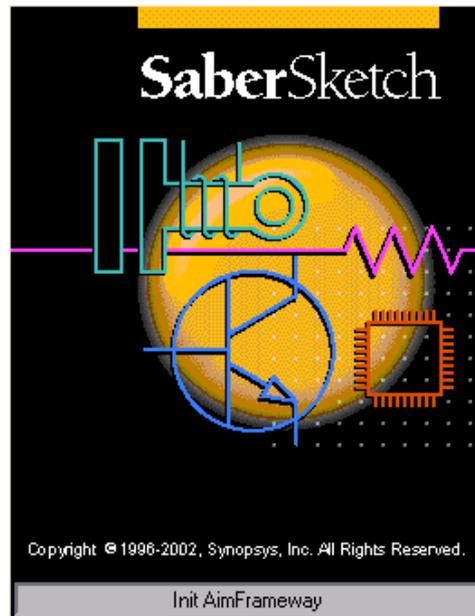


Figura 5.2. Inicio de programa *Saber Sketch*.

Una vez que inicia el software *Saber Sketch* se abre la ventana de trabajo en la cual se crea y diseña el circuito a analizar ver Fig. 5.3.

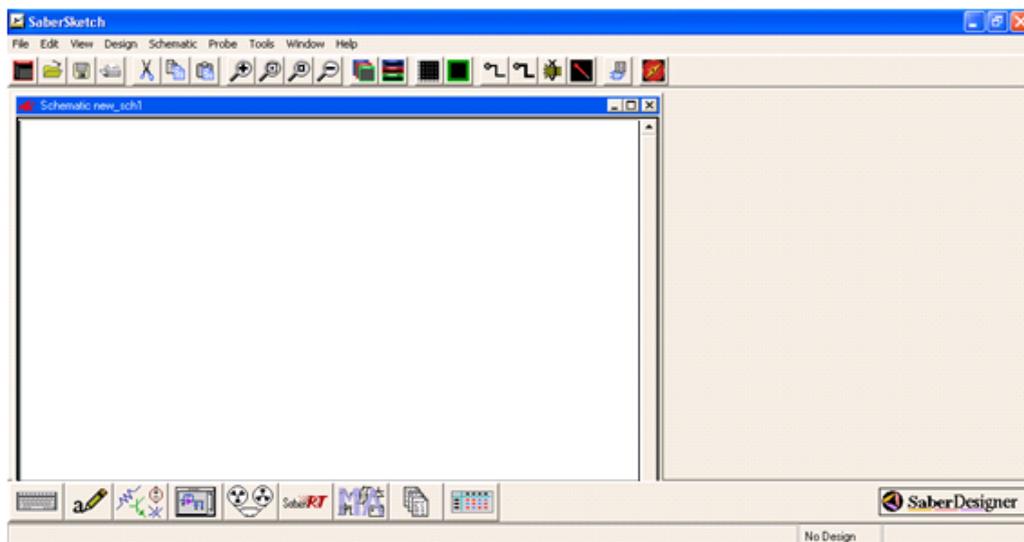


Figura 5.3. Ventana de trabajo del software *Saber Sketch*.

El programa *Saber Sketch* presenta una barra de menús similar a la de cualquier programa o aplicación de *Windows*, tal y como puede observarse en la Fig. 5.3 (caracterizada por los nombres *File, Edit, View, Design, etc...*). Debajo de esta barra y en la parte inferior aparecen diferentes barras de herramientas, con una serie de botones que permiten acceder fácilmente a las opciones más importantes. En la barra inferior se observa el botón de Librería de partes (Parts Library) en la cual encontraremos diversos dispositivos para realizar las simulaciones requeridas.

Para dibujar componentes eléctricos y/o electrónicos en el programa *Saber Sketch*, es necesario recurrir a la librería de partes, con lo cual se abrirá una ventana como se muestra en la Fig. 5.4. En esta ventana se escribirá el nombre del componente a utilizar, apareciendo la imagen del símbolo en el recuadro de la misma ventana.

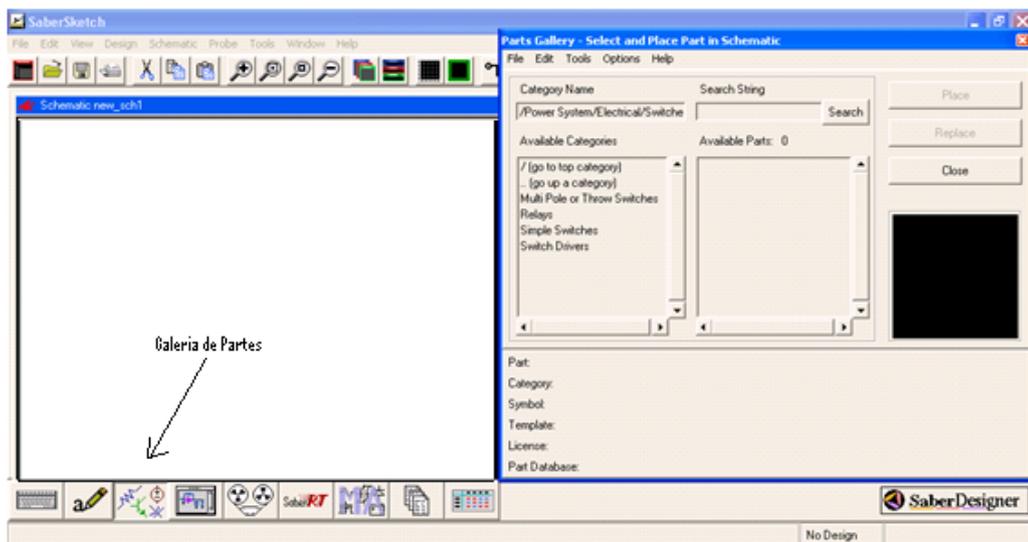


Figura 5.4. Librería de partes.

5.3. FUENTE DE TENSIÓN ELÉCTRICA TRIFÁSICA.

A continuación se muestra los pasos a seguir para agregar la fuente de tensión eléctrica trifásica. En la ventana de librería de partes se escribe la palabra *v_sin* ó *Voltage Source, Sine* que corresponde a una fuente de tensión eléctrica de forma de onda

sinusoidal. Una vez seleccionada se oprime el boton Place para introducir dicho componente en la ventana de trabajo del simulador. Ver Fig. 5.5.

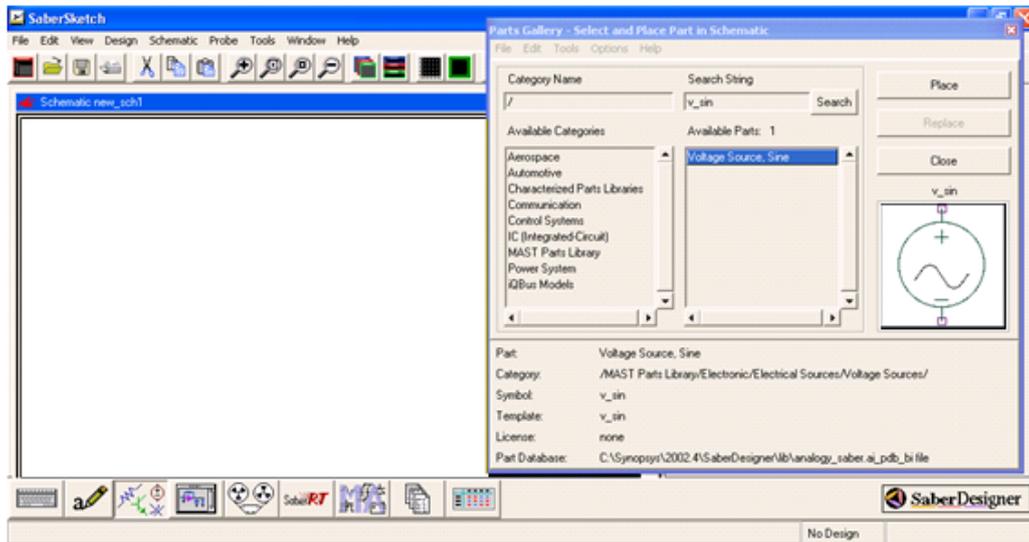


Figura 5.5. Selección de fuente de tensión eléctrica sinusoidal.

Cada componente posee ciertas propiedades a las que se puede acceder seleccionando el componente o dispositivo y haciendo doble clic con el mouse. Esto abre una ventana con las propiedades del componente. Vea Fig. 5.6.

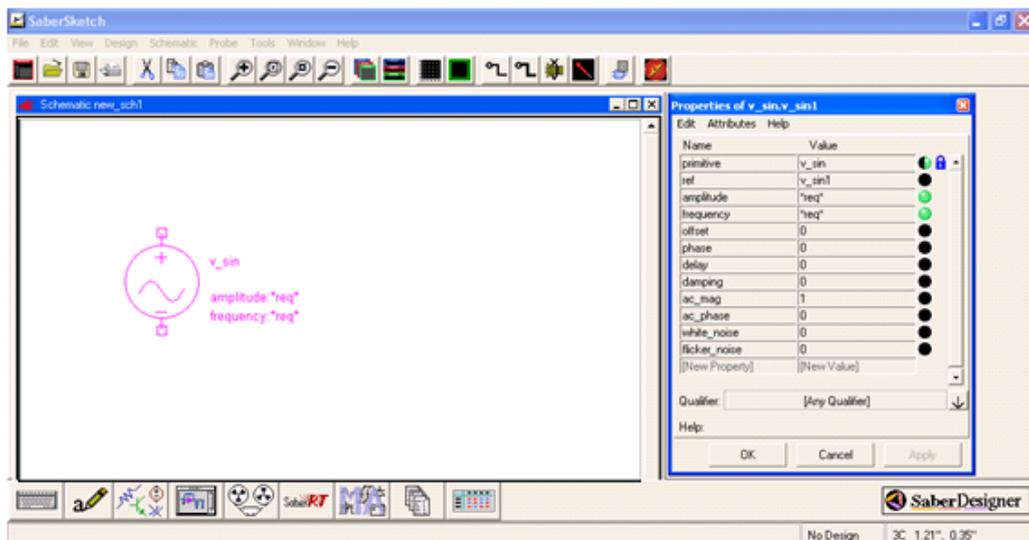


Figura 5.6. Propiedades de la tensión eléctrica sinusoidal.

Los valores de amplitud y frecuencia se modifican a: amplitud es de 179 V y la frecuencia de 60 Hz, vea la Fig. 5.7.

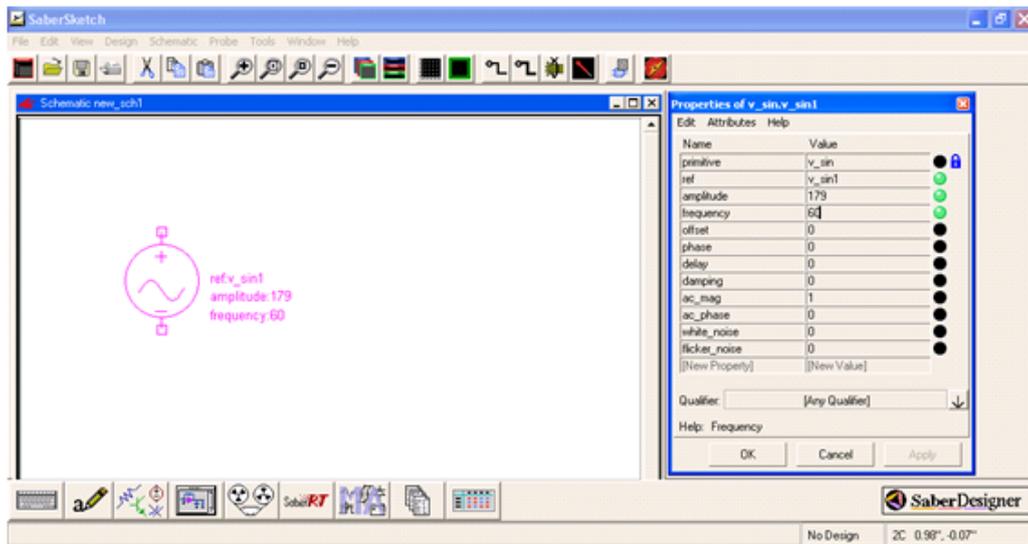


Figura 5.7. Propiedades de fuente de tensión eléctrica sinusoidal.

Cualquier componente o dispositivo se puede rotar a conveniencia para una mejor distribución de los mismos, solo basta con dar un clic derecho en el componente y seleccionar 90°, 180°, 270° en la función *Rotate*, a continuación se muestra en la Fig. 5.8 como se rota 90° la fuente de Tensión eléctrica.

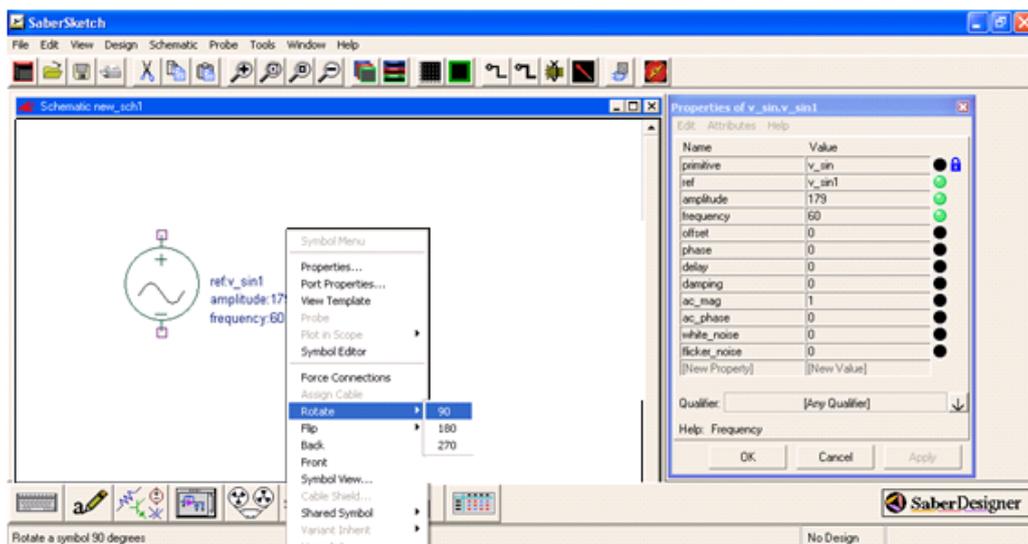


Figura 5.8. Rotación de fuente de tensión eléctrica.

En caso de requerir otro dispositivo del mismo tipo dentro del circuito a desarrollar, se puede copiar y pegar las veces que se requiera; seleccionando *Edit* en la barra de herramientas y la opción copiar y posteriormente pegar, vea Fig. 5.9.

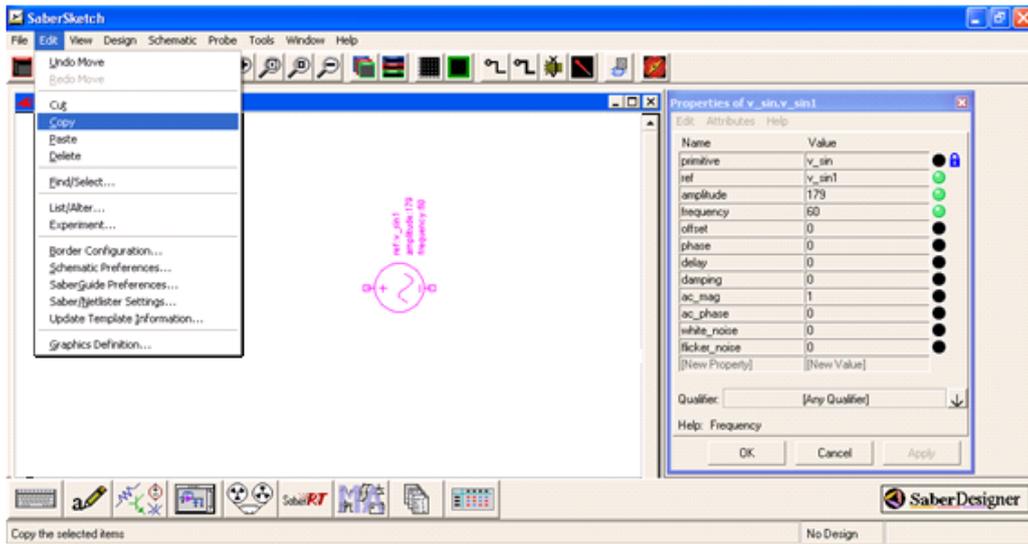


Figura 5.9. Copiar y pegar fuente de tensión eléctrica sinusoidal.

En la Fig. 5.10 se muestran las tres fuentes de tensión eléctrica que se requieren para la alimentación trifásica.

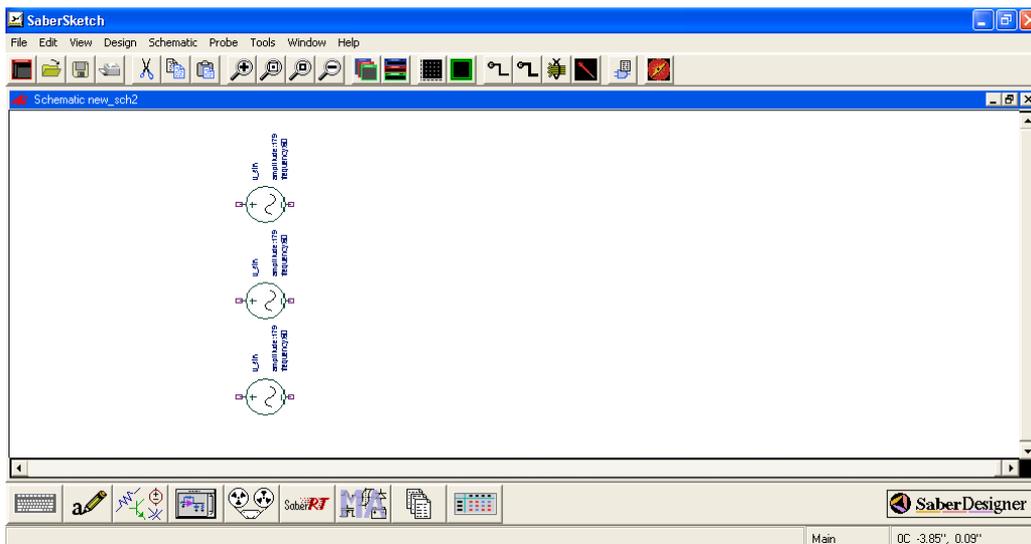


Figura 5.10. Tres fuentes de tensión eléctrica sinusoidales.

Una vez colocadas las tres fuentes de tensión eléctricas se procede a unir las a través de líneas y colocar la tierra o común correspondiente, para insertar la tierra o común se hace click en la libreta de partes y se escribe el nombre de *Ground (Saber Node 0)* como se muestra en la Fig. 5.11.

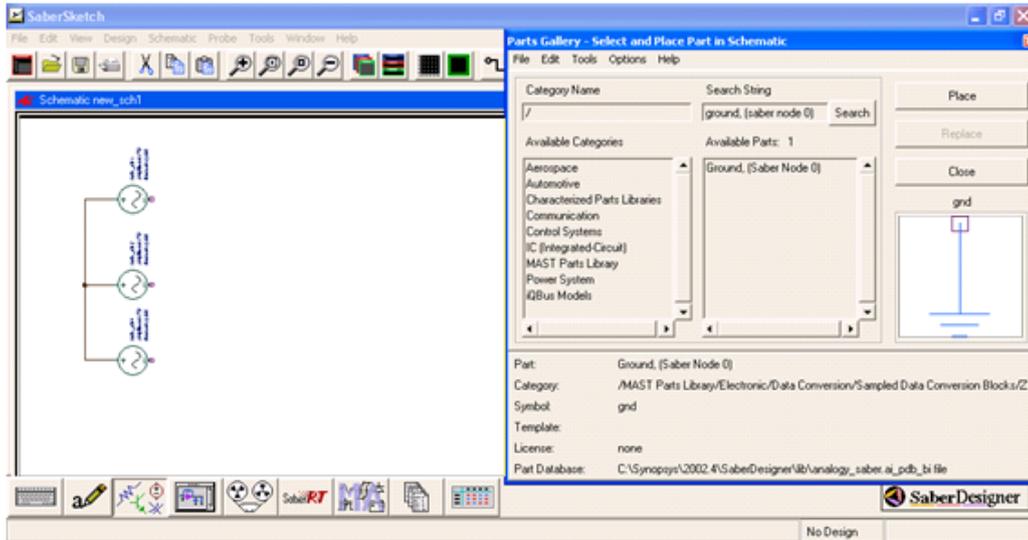


Figura 5.11. Selección de tierra o común.

En la Fig. 5.12 se muestra terminada la fuente de tensión eléctrica trifásica lista para continuar con la creación del Regulador de tensión eléctrica trifásica de dos interruptores.

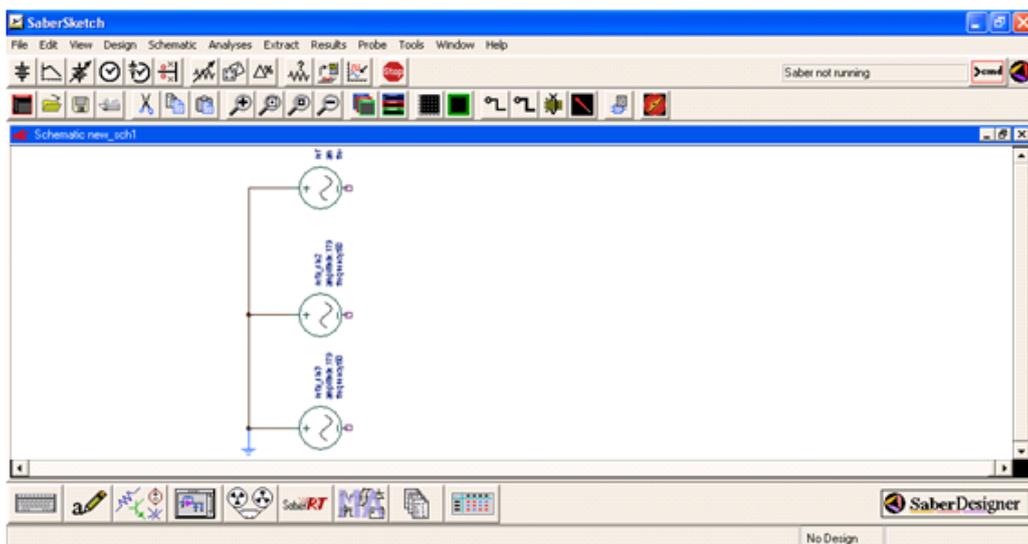


Figura 5.12. Fuente de tensión eléctrica trifásica.

5.4. CIRCUITO COMPENSADOR DE TENSIÓN ELÉCTRICA.

Continuando con el diseño del regulador de tensión trifásico de dos interruptores a continuación se muestran los pasos a seguir para formar el circuito de compensación de tensión eléctrica utilizando tres transformadores con relación de transformación 5:1.

Se utilizan tres transformadores monofásicos sin embargo es posible utilizar un transformador trifásico en la implementación real, con lo que se reduce el tamaño y se hace más económica la implementación.

Para seleccionar el transformador a utilizar se abre la libreta de partes y se teclea el nombre de “Transformer, 2 WindDc”, como se muestra en la Fig. 5.13.

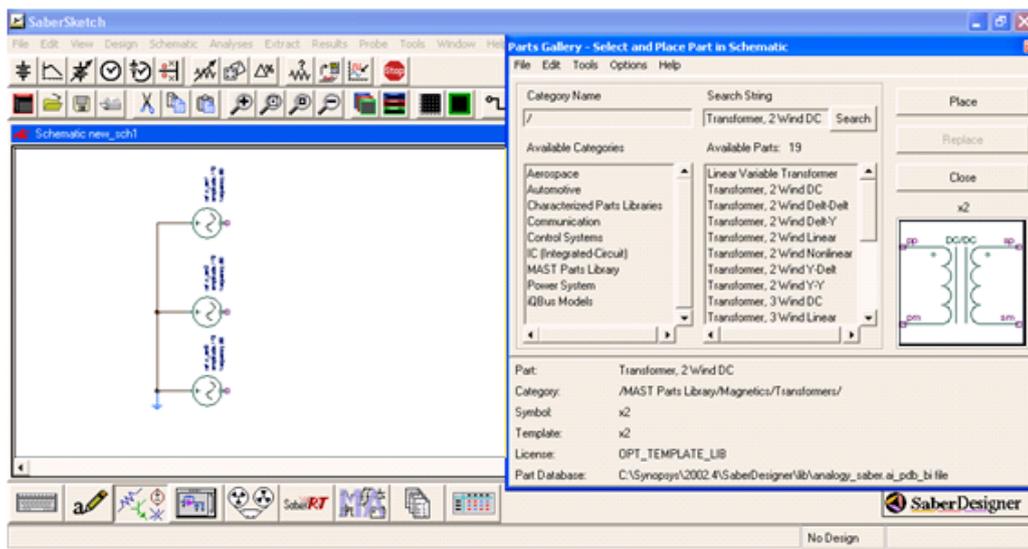


Figura 5.13. *Seleccionando transformador.*

Una vez seleccionado el transformador se le da dos click al símbolo del mismo para abrir las propiedades, los valores de n_1 y n_2 para nuestro diseño serán de 5 y 1 respectivamente, tal y como se muestra en la Fig. 5.14

Dentro de los diferentes modelos de transformador que existen en Saber se seleccionó el ideal, puesto que la simulación se enfoca en el compensador basado en electrónica de potencia.

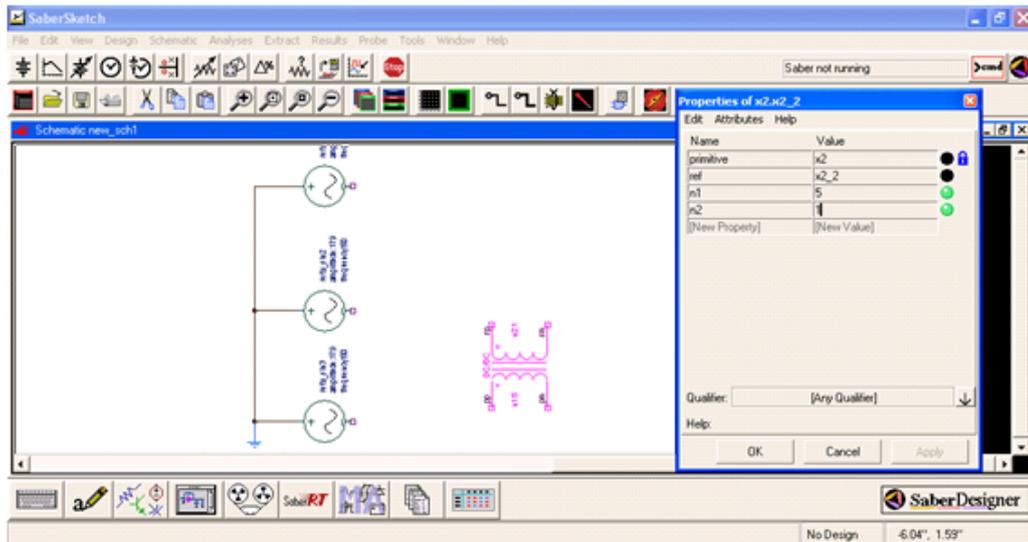


Figura 5.14. *Propiedades del Transformador.*

El siguiente paso es copiar y pegar hasta completar 3 transformadores con las mismas propiedades. Como se muestra en la Fig. 5.15.

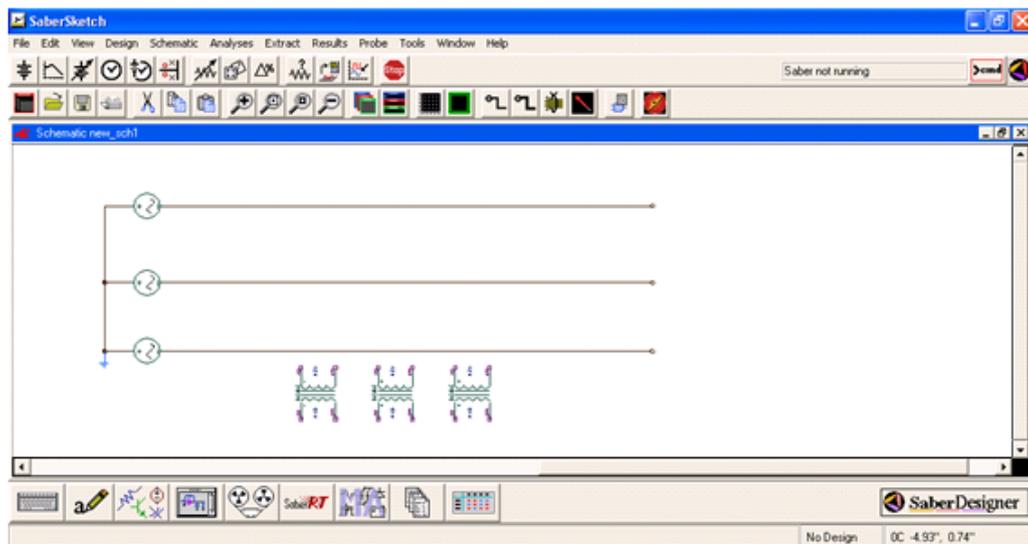


Figura 5.15. *Tres transformadores con relación 5:1.*

En la Fig. 5.16 se muestra la conexión en estrella de los tres transformadores, así como también la conexión a la alimentación trifásica.

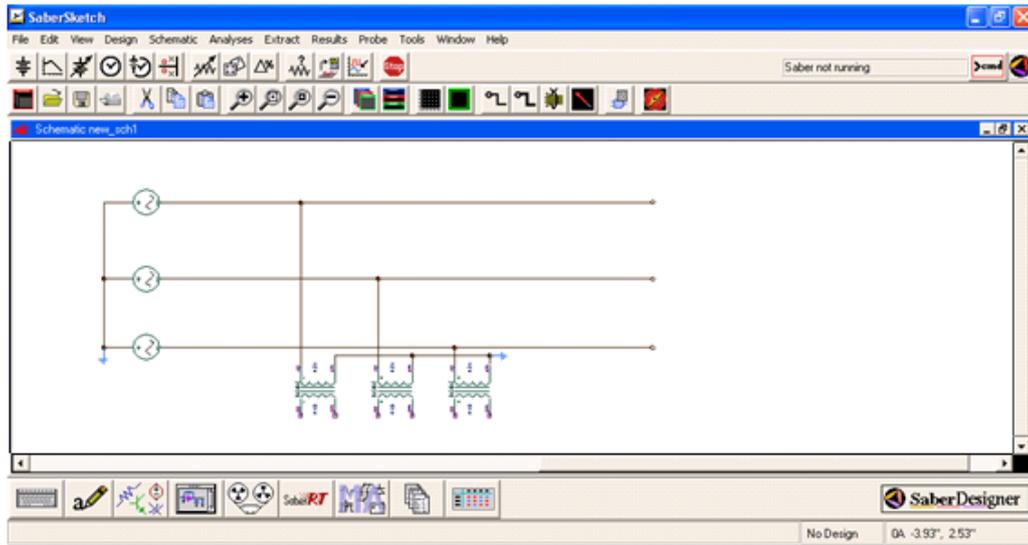


Figura 5.16. Conexión en estrella de tres transformadores con relación 5:1.

A continuación se procede a agregar los transformadores de inyección los cuales tienen una relación de 1:1, en la Fig. 5.17 se muestra las propiedades de dicho transformador.

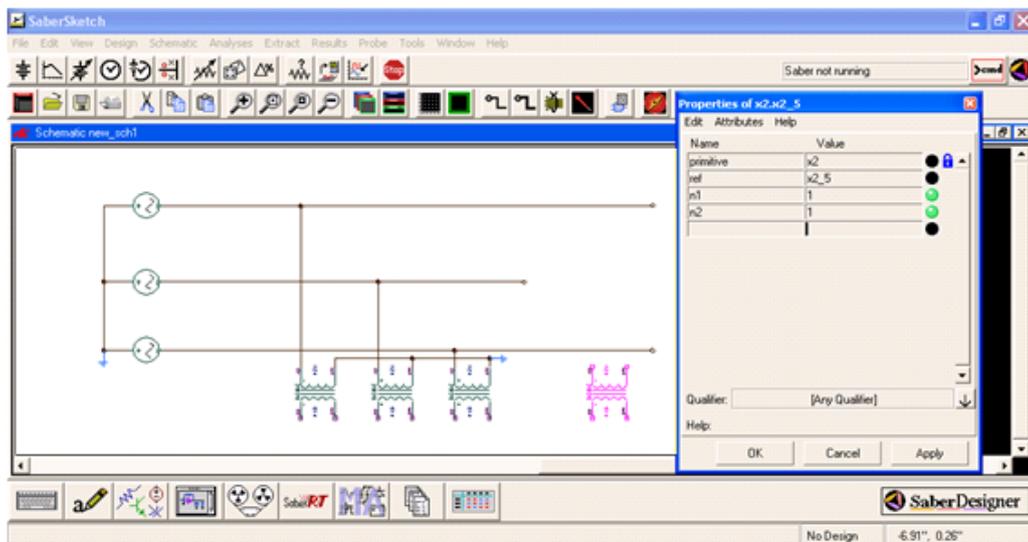


Figura 5.17. Transformador con relación 1:1.

En la Fig. 5.18 se muestra la manera en que son conectados los tres transformadores de inyección de tensión.

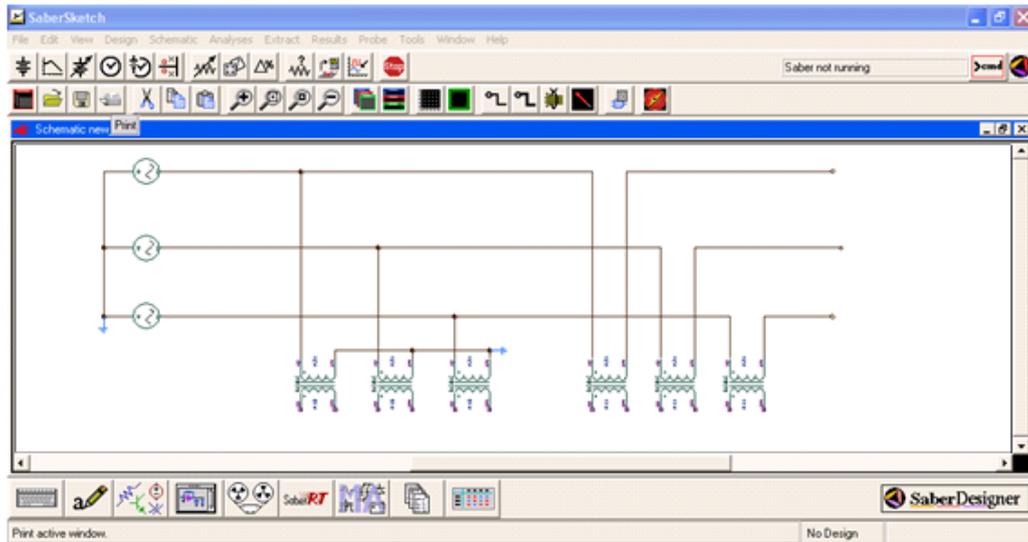


Figura 5.18. Conexión de tres transformadores con relación 1:1.

5.5. CARGA TRIFÁSICA.

Para representar la carga a controlar se utilizan tres inductores y tres resistencias. El inductor es seleccionado en la libreta de partes tal como se muestra en la Fig. 5.19.

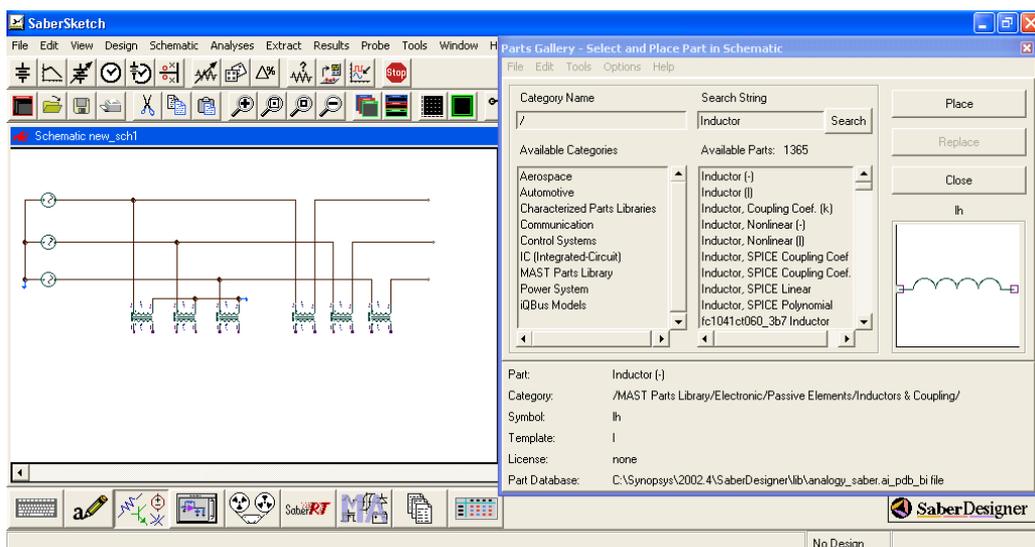


Figura 5.19. Selección de inductor.

Una vez seleccionado se introduce las propiedades del inductor, en nuestro caso en particular el valor del inductor es de $60/377$, las propiedades de los elementos se pueden poner en forma de operación matemática, lo que hace evidente que aquí se ha seleccionado un inductor que presentará 60Ω de reactancia ante una frecuencia de 60Hz (recordando que $2\pi 60$ es aproximadamente igual a 377), vea Fig. 5.20.

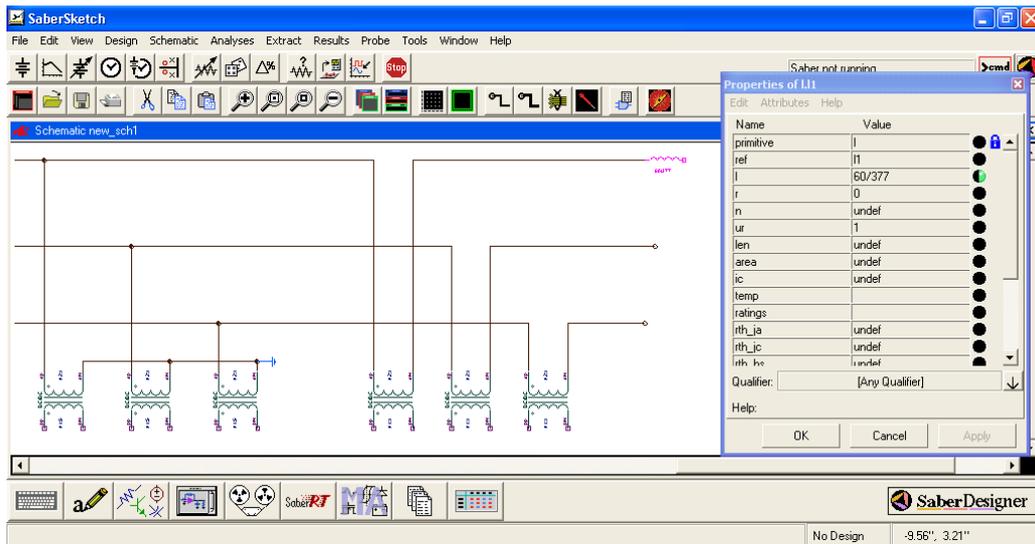


Figura 5.20. *Propiedades de Inductor.*

Una vez introducido el inductor a la ventana de trabajo se copia y pega hasta completar los tres inductores que se requieren, ver la Fig. 5.21.

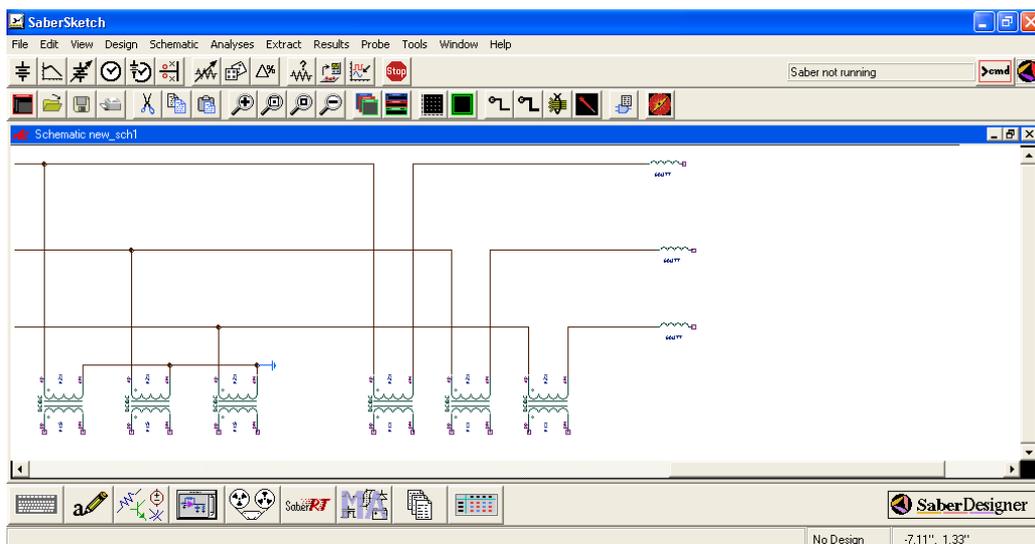


Figura 5.21. *Inductancia de carga.*

Para completar el diseño de la carga se agregan tres resistencias, al igual que cualquier otro elemento se abre la libreta de partes y se selecciona a través de la palabra Resistor, tal como se muestra en la Fig. 5.22.

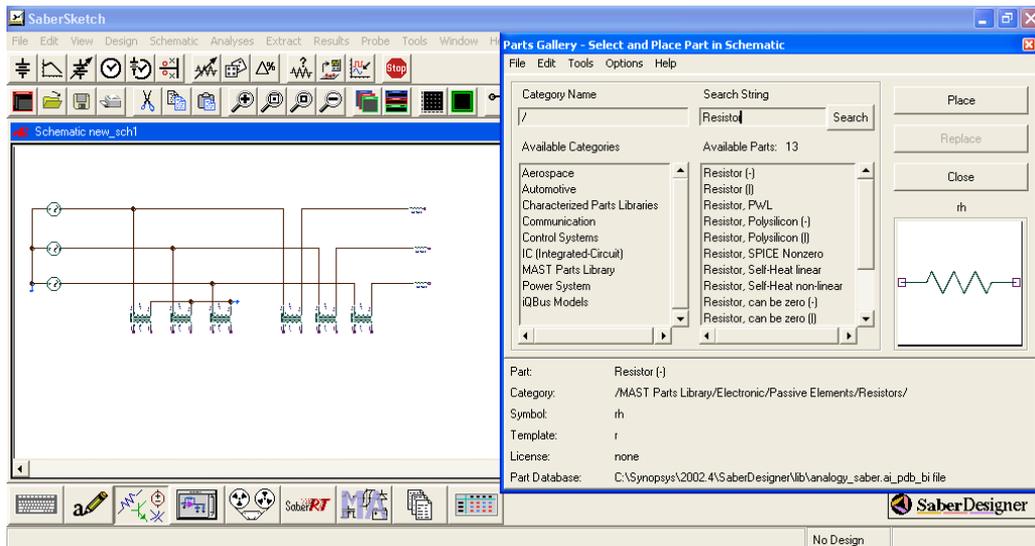


Figura 5.22. Resistor de carga.

El siguiente paso es asignarle el valor de 161 ohm al resistor a través de su ventana de propiedades. Vea la Fig. 5.23.

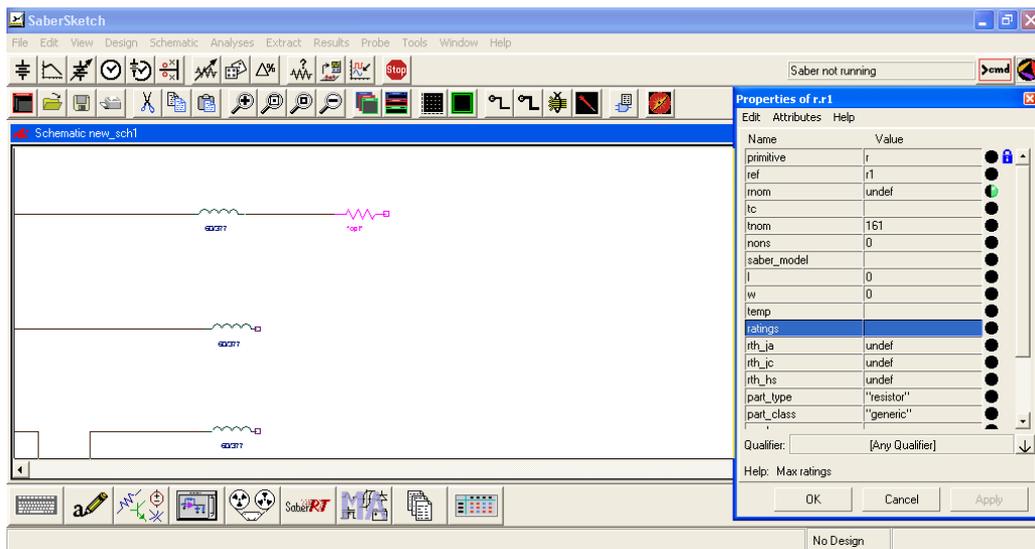


Figura 5.23. Asignación de valor a resistor.

Para terminar el diseño de la carga se copia y pega el resistor hasta completar tres resistores y se conectan tal como se muestra en la Fig. 5.24.

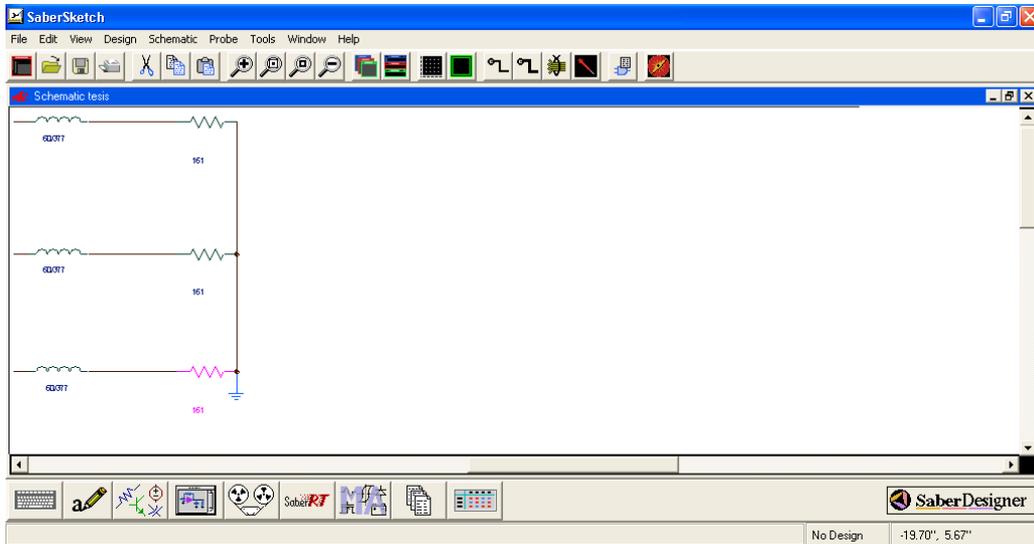


Figura 5.24. Carga trifásica.

5.6. PUENTE DE DIODOS.

Para el diseño del puente de diodos se selecciona en la libreta de partes el dispositivo “Diode, Ideal”, con el cual se simularon los puentes de diodos. En la Fig. 5.25 se muestra la manera de selección de Diodo.

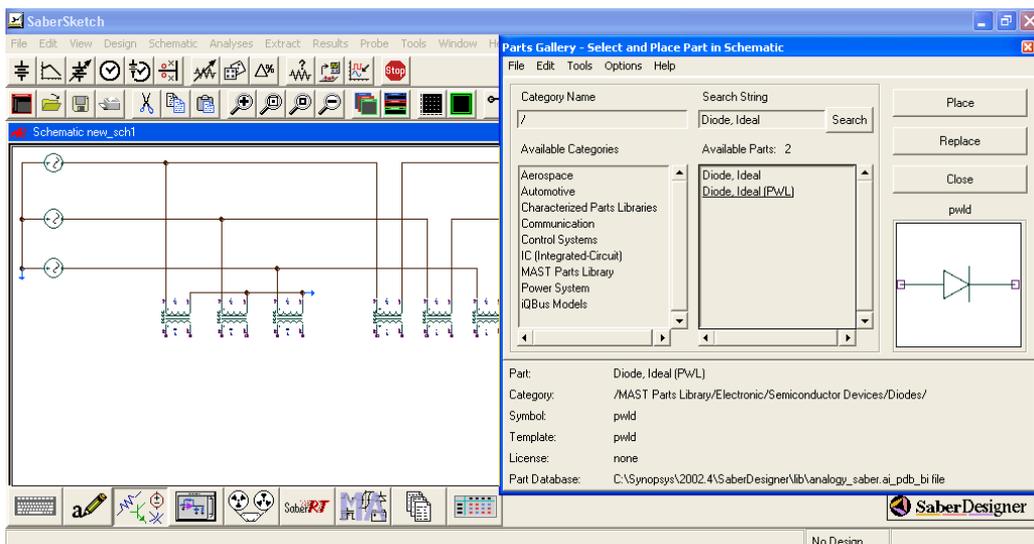


Figura 5.25. Selección de diodo.

Una vez seleccionado el dispositivo *Diodo* se puede ver en la Fig. 5.26 las propiedades de éste.

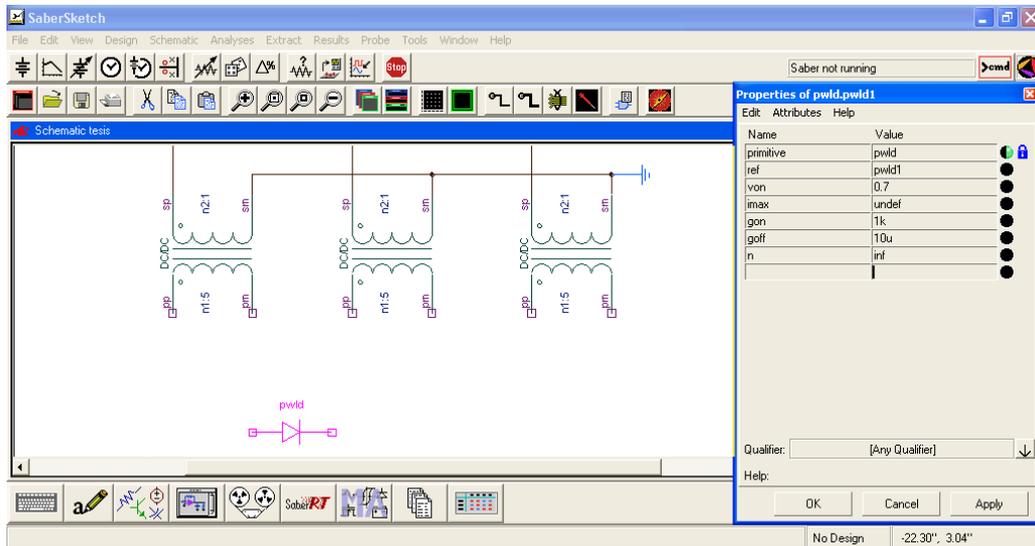


Figura 5.26. *Propiedades del Diodo.*

Despues de seleccionar el Diodo se diseñan los dos puentes de diodos que se requieren para el regulador de tensión eléctrica trifásico a simular. En la Fig. 5.27 se muestra termiando los dos puentes.

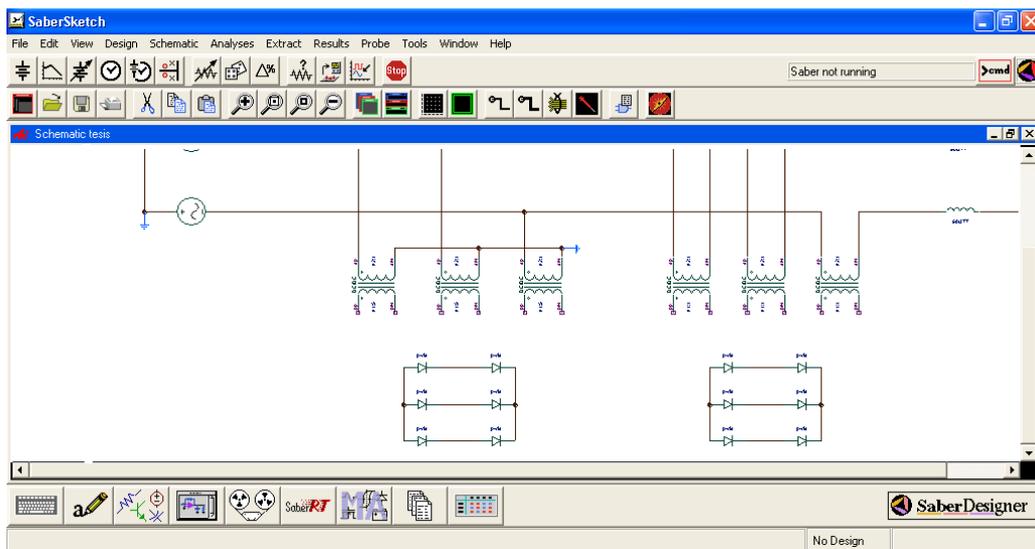


Figura 5.27. *Puente de diodos*

El siguiente paso es colocar los dos interruptores a utilizar para el control de tensión eléctrica a inyectar al regulador de tensión, en la Fig. 5.28 se muestran conectados los dos puentes de diodos y, Así mismo, se muestra la selección del interruptor a utilizar en nuestro caso en particular se selecciona el *Switch, Analog SPST*.

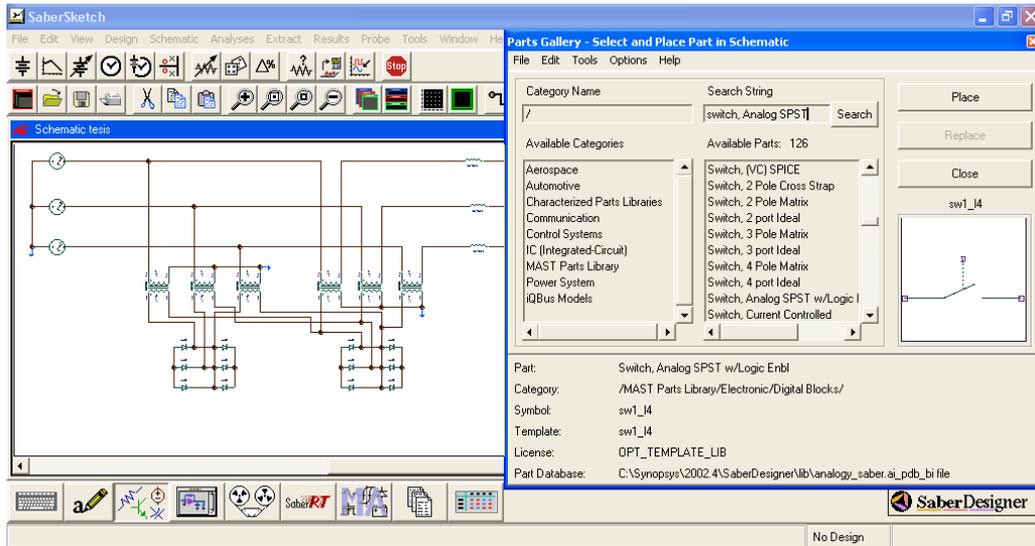


Figura 5.28. Selección de interruptor.

Una vez seleccionado el tipo de interruptor se procede a dar las propiedades del mismo, en nuestro caso se especifico una resistencia en circuito cerrado “ron” de 0.001 ohm y en circuito abierto “roff” de 100 000 ohm, tal y como se muestra en la Fig. 5.29.

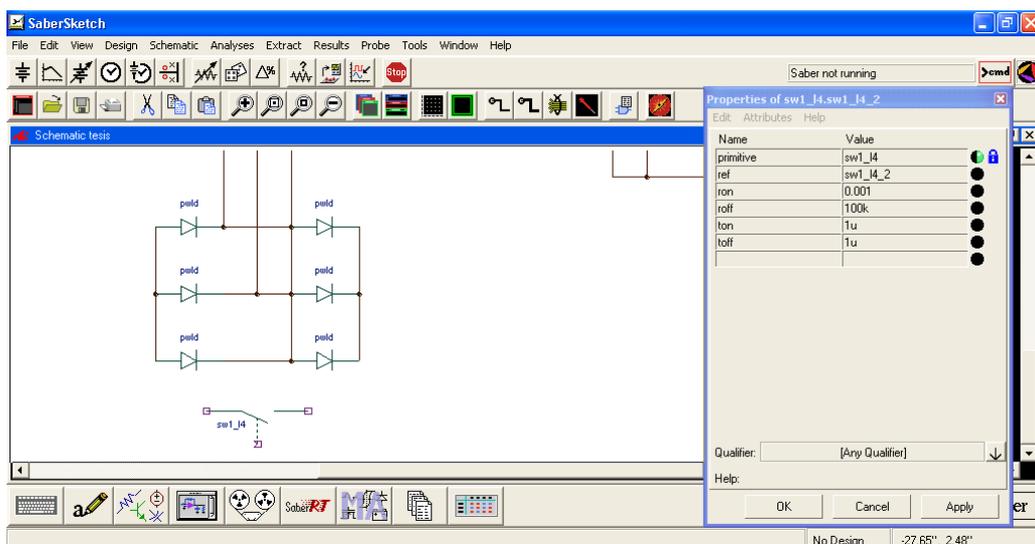


Figura 5.29. Propiedades de Interruptor.

En la Fig. 5.30 se muestran los interruptores conectados a los puentes de diodos.

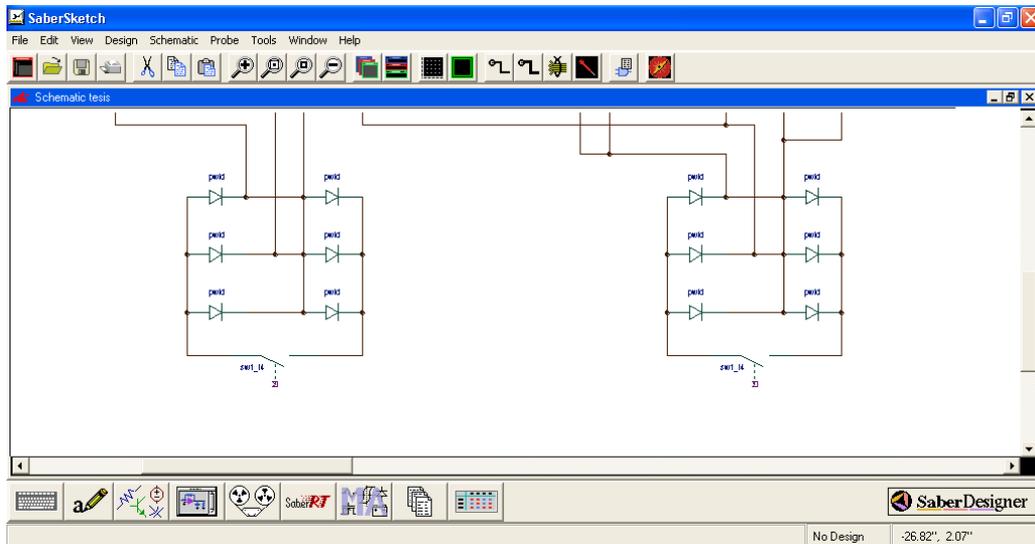


Figura 5.30. Conexión de interruptores a puente de diodos.

5.7. CIRCUITO SIMULADOR DE CAÍDA DE TENSIÓN ELÉCTRICA.

Para simular una caída de tensión eléctrica debido a la operación de la carga, por ejemplo el arranque de un motor trifásico, se utilizó un multiplicador de tensión eléctrica “Voltage Multiplier” para cada línea. A continuación se muestra la Fig. 5.31 la selección del multiplicador en la libreta de partes.

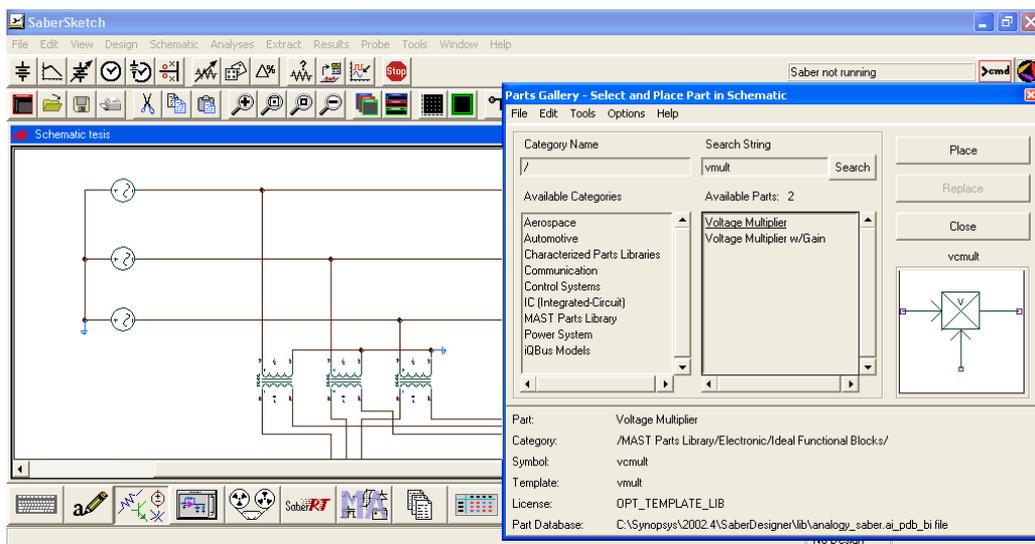


Figura 5.31. Selección de Multiplicador de tensión eléctrica.

Una vez seleccionado el multiplicador de tensión eléctrica se coloca en serie con cada línea de alimentación. De igual manera que cualquier otro dispositivo se copia y pega el multiplicador de tensión eléctrica completando las tres fases de la alimentación trifásica como puede verse en la Fig. 5.32

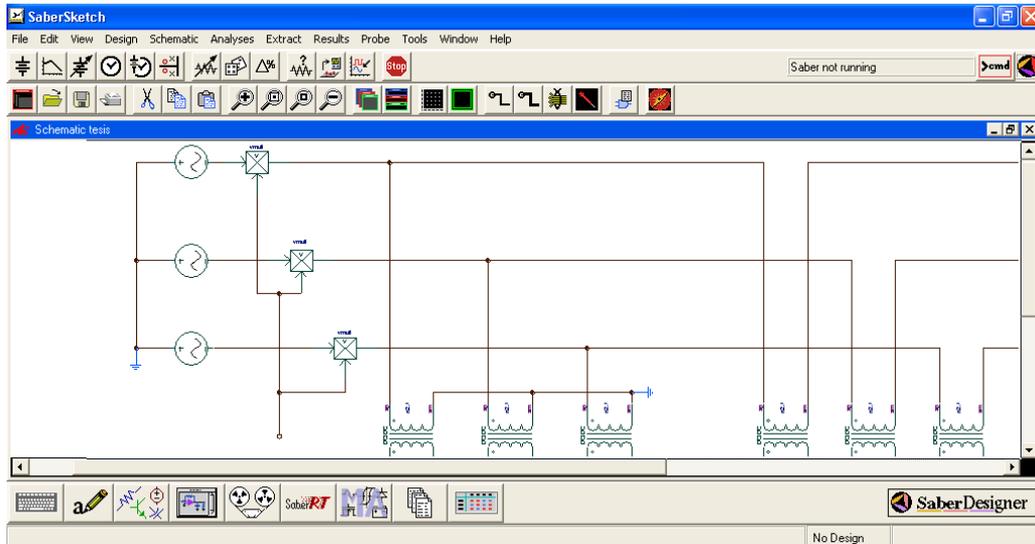


Figura 5.32. Tres multiplicadores de tensión eléctrica conectados en serie con la alimentación trifásica.

Finalmente se utilizara un generador de pulsos, el cual es seleccionado con la palabra *v_pulse* o escribiendo “Voltage Source Pulse”, vea la Fig. 5.33.

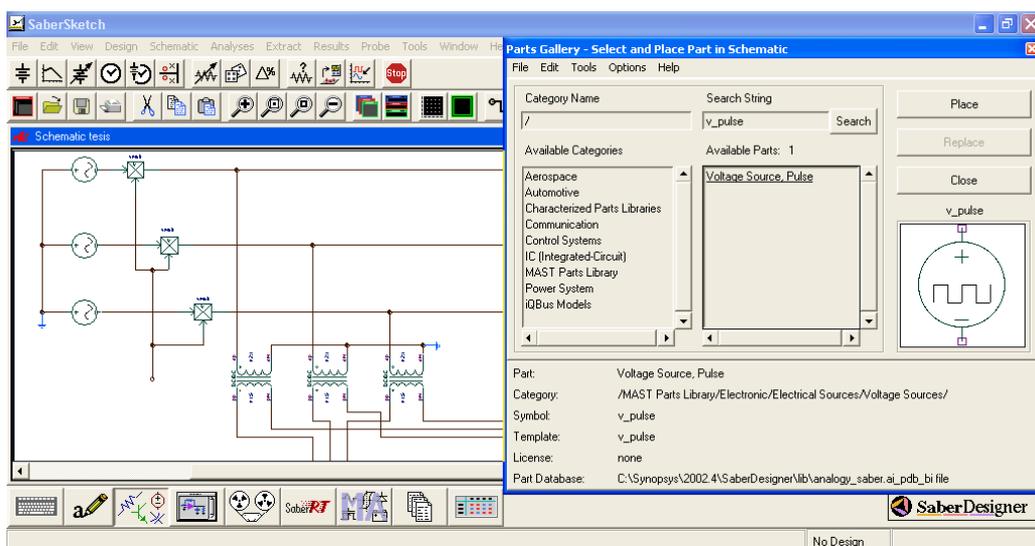


Figura 5.33. Selección de un generador de pulsos.

Se procede a introducir las propiedades importantes de los pulsos como son: valor inicial = 0.85; valor del pulso= 1; tiempo de subida= 1mS; tiempo en bajada=1 mS; ancho del pulso=100 mS; periodo= 200 mS. Como es mostrado en la Fig. 5.34. En otras palabras, la carga sufrirá una disminución de tensión eléctrica del 15% durante 100mS.

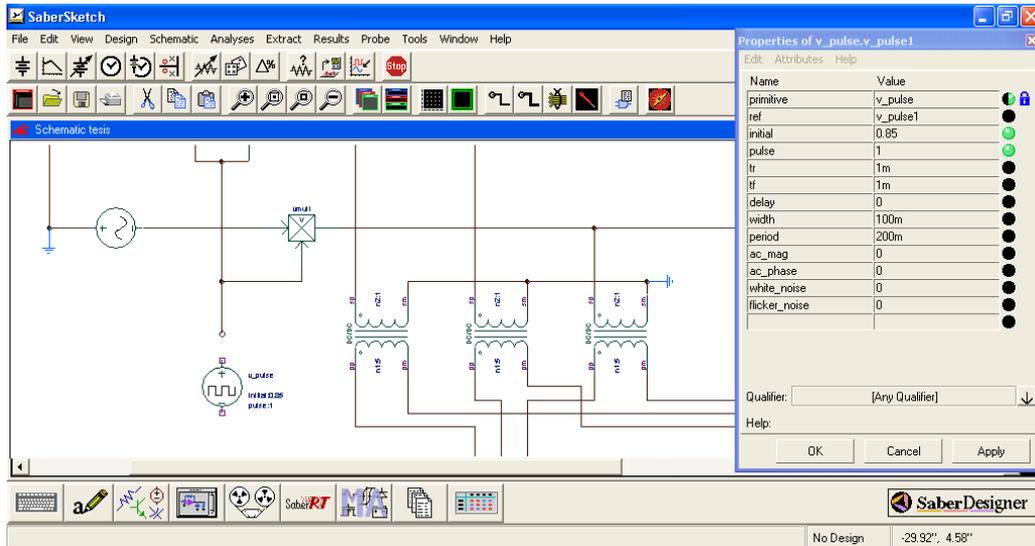


Figura 5.34. Propiedades del generador de pulsos.

El circuito simulador de caída de tensión eléctrica ya terminado se muestra en la Fig. 5.35 el cual simulara una caída de tensión eléctrica del 85% de la señal de entrada cada 200 mS, dicha caída se mantendrá durante 100mS.

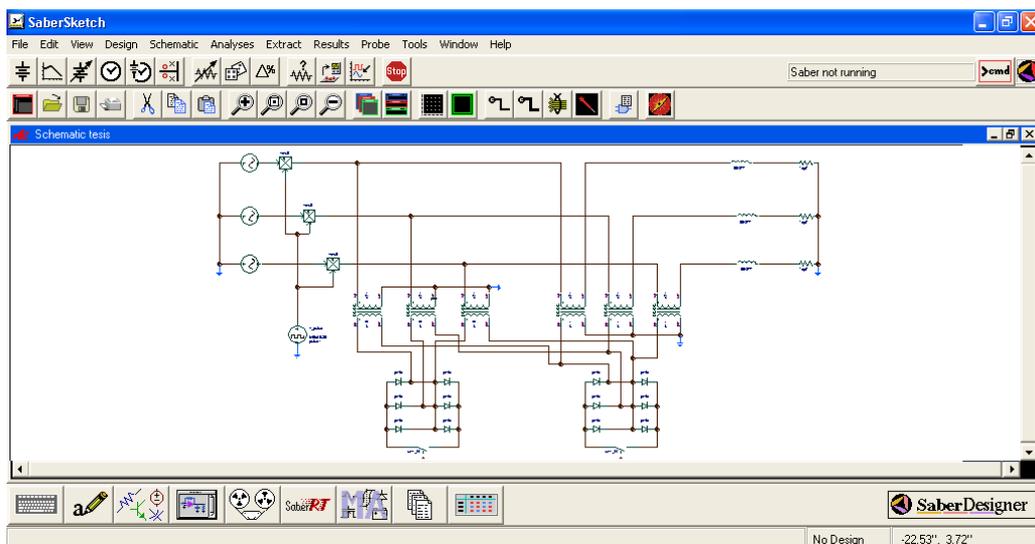


Figura 5.35. Circuito simulador de caída de tensión eléctrica trifásica.

5.8. CIRCUITO DE CONTROL POR PWM.

A continuación se muestra como se diseña paso a paso el circuito de control por modulación de ancho de pulso PWM para los dos interruptores del regulador de tensión eléctrica trifásica.

Primeramente se introduce un sumador de 2 entradas el cual usaremos para comparar la señal medida de la tensión de salida en la carga y una señal de referencia. Para seleccionar el sumador de dos entradas se teclea las palabras “sum, 2 input” y se coloca en la ventana de trabajo al hacer clic en el botón “Place” como se muestra en la Fig. 5.36.

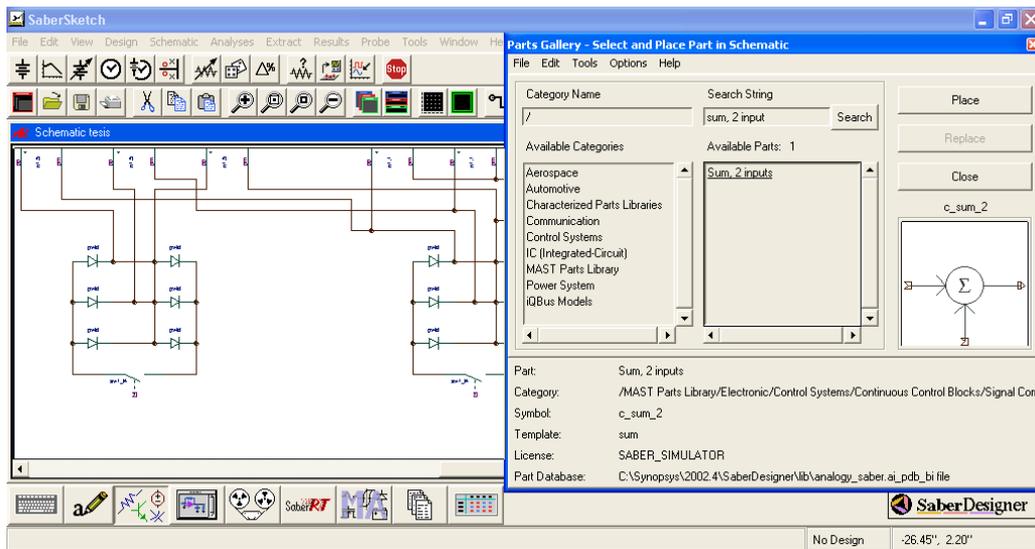


Figura 5.36. Sumador de dos entradas.

Una vez seleccionado el sumador de dos entradas le damos doble clic en el símbolo para abrir las propiedades de éste, se procede a darle el valor de ganancia de las entradas, en el caso particular de nuestra simulación se le asigna un 1 a k1 y el valor de -1 a k2, logrando así un restador de las dos señales.

La salida de este sumador será la señal de error que entrara al control proporcional e integral, tal como se aprecia en la Fig. 5.37.

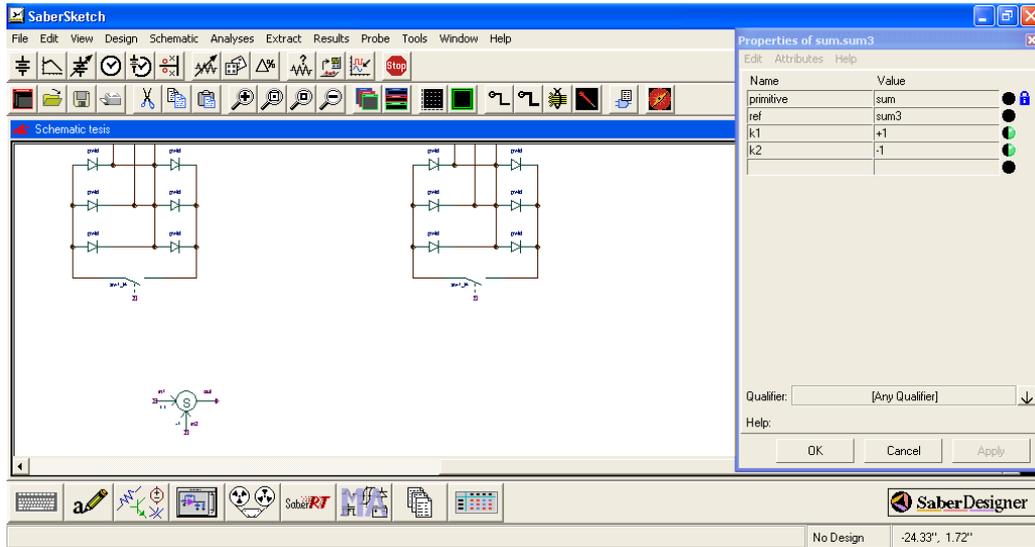


Figura 5.37. Propiedades del sumador de 2 entradas.

Teniendo el sumador colocado en la ventana de trabajo y continuando con el esquema de modulación por ancho de pulso PWM el siguiente paso es colocar en la entrada 1 un generador de señal de control PWL.

La señal de control PWM es un componente que permite generar una señal de forma arbitraria y es seleccionado de la librería de partes con la palabra “control source, pwl” como es mostrado en la Fig. 5.38.

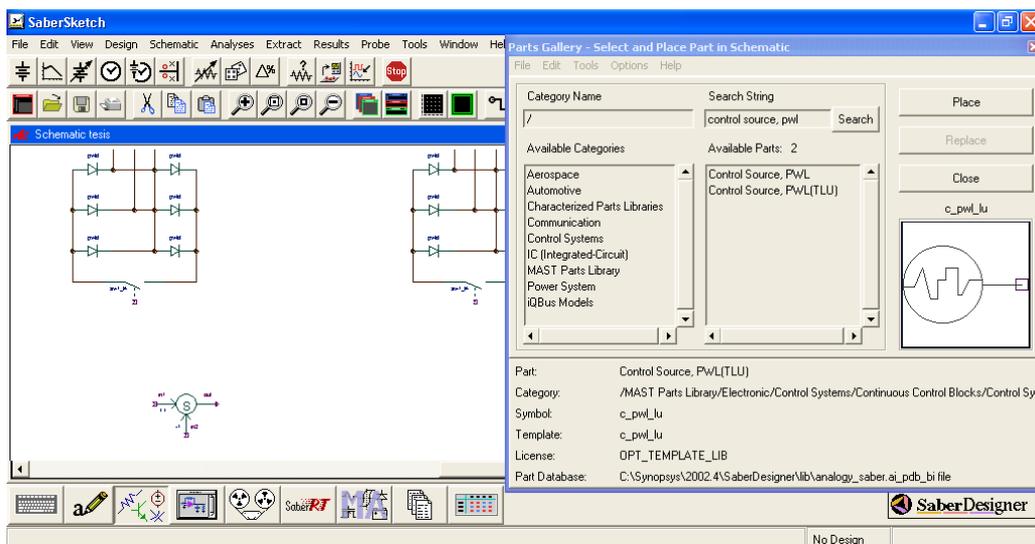


Figura 5.38. Selección del generador de señal de control PWL.

Las propiedades del generador de señal de control PWL son mostrados en la Fig. 5.39.

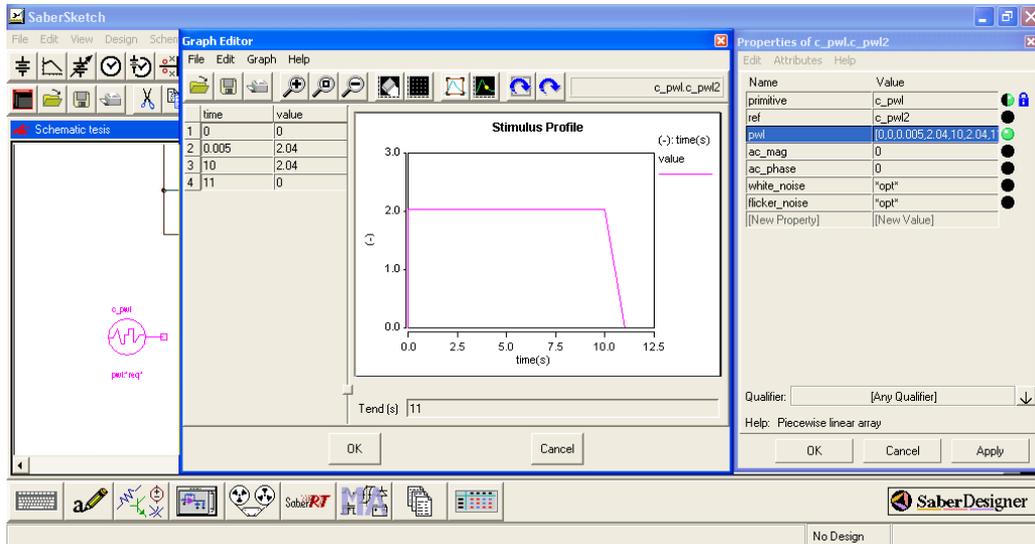


Figura 5.39. Propiedades del generador de señal de control PWL.

Teniendo el sumador y el generador de señal de control PWL en la ventana de trabajo se procede a realizar la conexión de ambos quedando como se muestra en la Fig. 5.40, así mismo, se procede a seleccionar el bloque de función de control Proporcional-Integral en la libreta de partes, tal como se muestra en la misma Fig. 5.40.

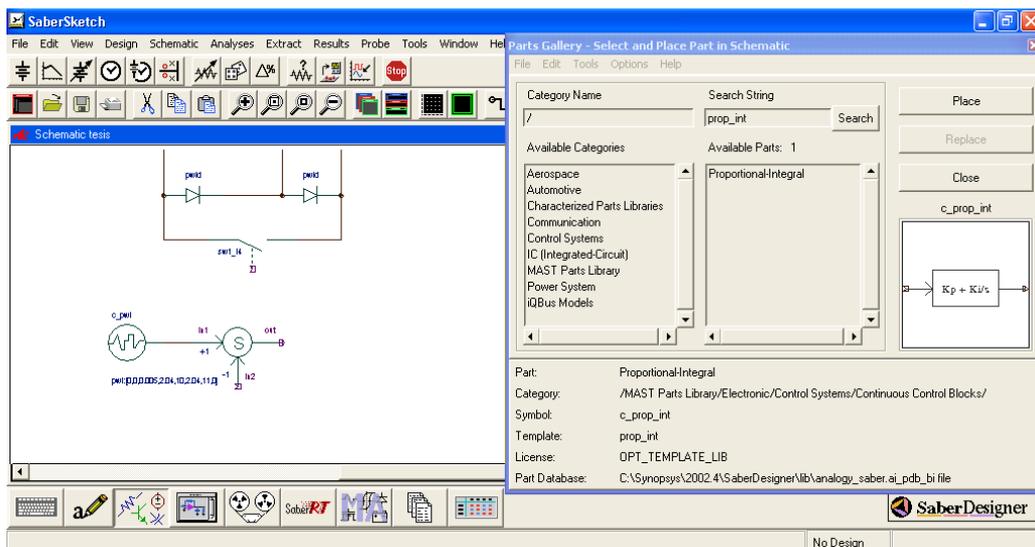


Figura 5.40. Conexión del Sumador y generador de señal de control PWL.

Una vez realizado lo anterior se procede a poner los valores de ganancia proporcional e integral que para nuestro circuito de interés son 12 y 5500 respectivamente, como se muestra en la Fig. 5.41.

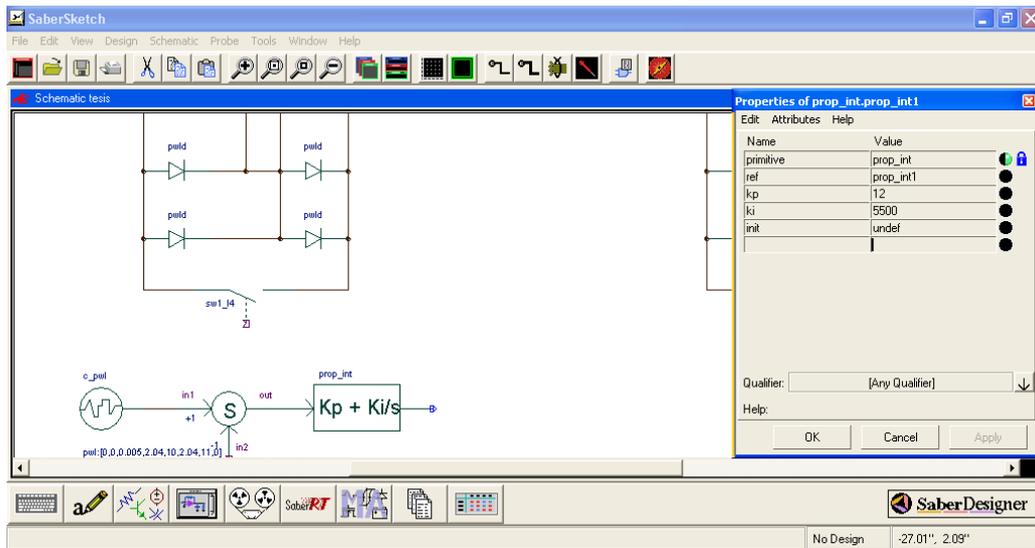


Figura 5.41. Propiedades del bloque PI.

Procediendo con el circuito de control se tiene la necesidad de acoplar la señal de salida del control PI a una señal analógica para lo cual se debe seleccionar la interface “Var to Voltage”, ver Fig. 5.42.

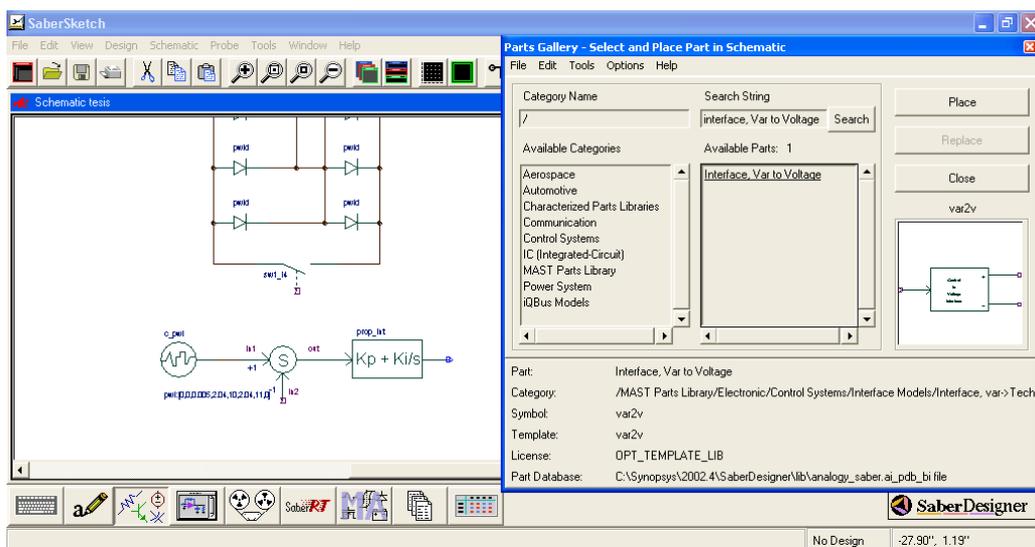


Figura 5.42. Selección de interface “Var a Voltage”.

El circuito de control hasta este momento queda como se muestra en la Fig. 5.43.

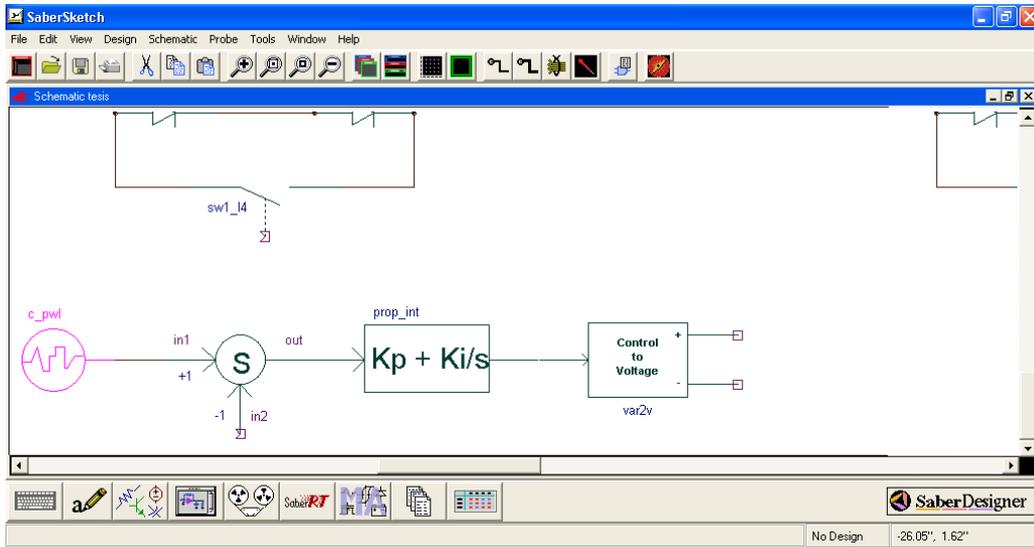


Figura 5.43. Conexión de interface “Var a Voltage”.

Continuando con el circuito de control PWM es indispensable seleccionar un comparador de señales el cual compara la señal de control de salida del controlador PI y una señal de onda triangular, para seleccionar el comparador es necesario introducir la palabra “Comparator, Ideal Logic Out” en la librería de partes del software de simulación. Ver Fig. 5.44.

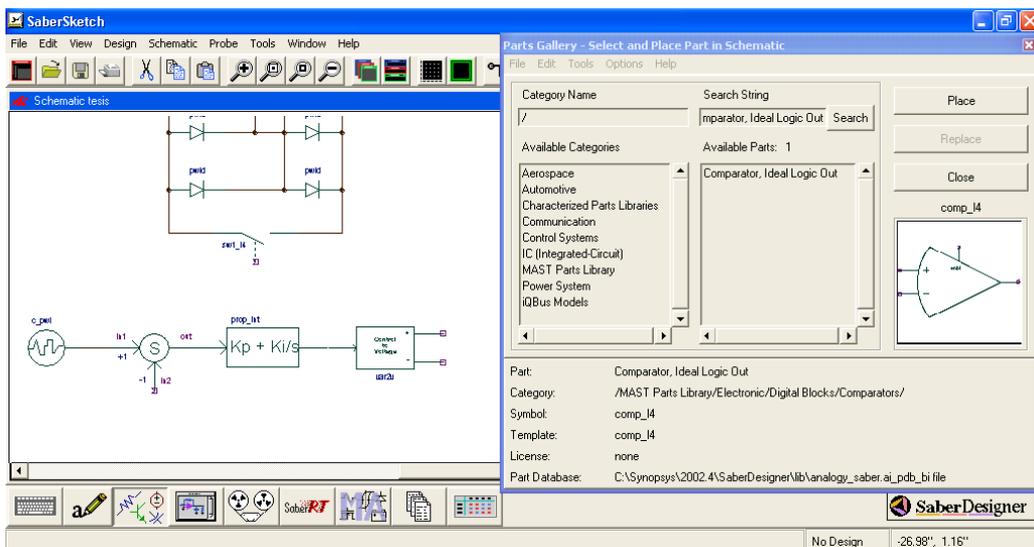


Figura 5.44. Selección de comparador de señales.

Una vez introducido el comparador en la ventana de trabajo es indispensable poner el valor de `_1` en la casilla de permitir comparación (`enable_init`), como es mostrado en la Fig. 5.45.

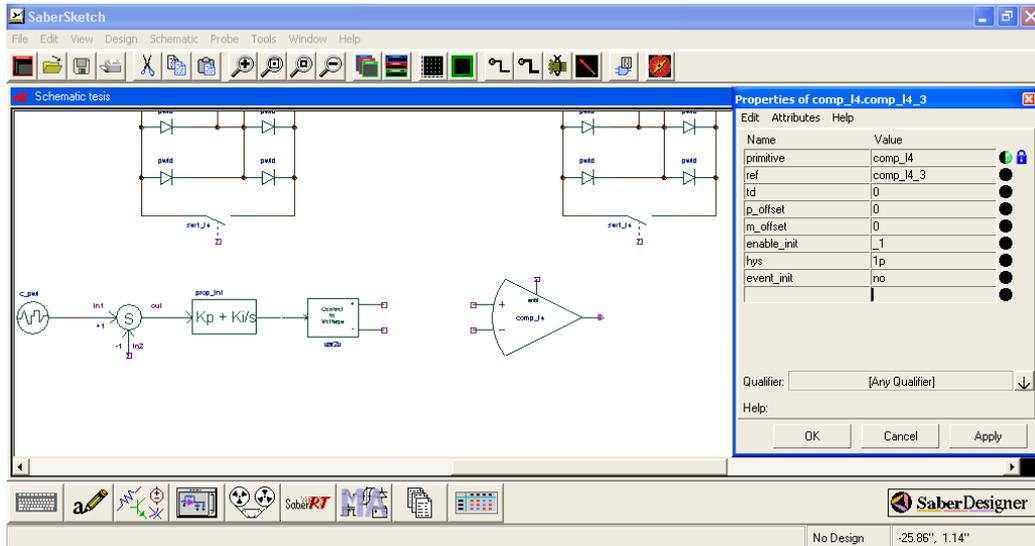


Figura 5.45. Propiedades del comparador de señales.

Paso a seguir se introduce el generador de señal triangular el cual debe ser seleccionado en la libreta de partes con el nombre de “*Voltage source, triangle*” como es mostrado en la figura Fig. 5.46.

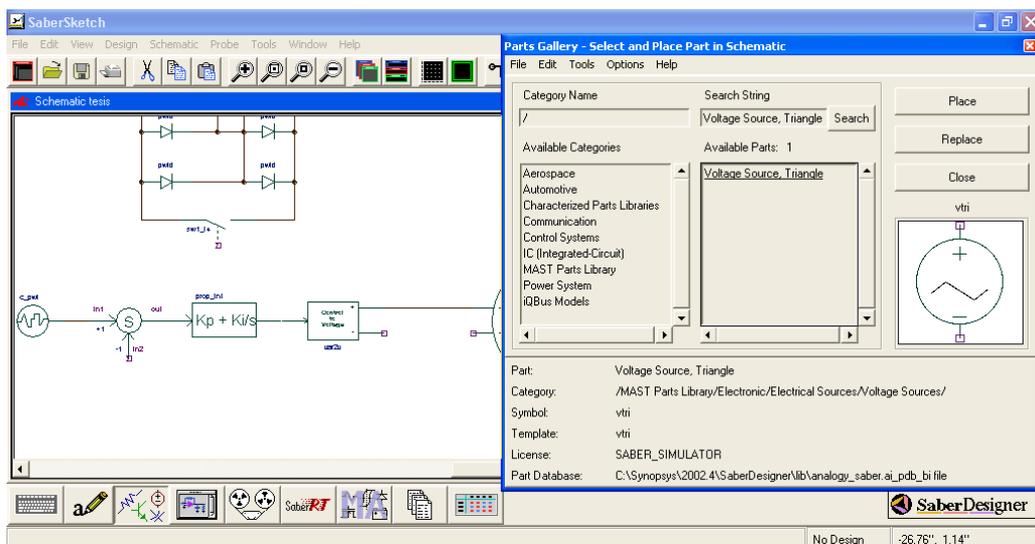


Figura 5.46. Selección de generador de señal triangular.

Una vez seleccionado el generador de señal triangular es necesario darle las propiedades requeridas en nuestra aplicación, en este caso en particular el offset es de 0.5; amplitud de 0.5 y el periodo de 1/3000, tal como se muestra en la Fig. 5.47.

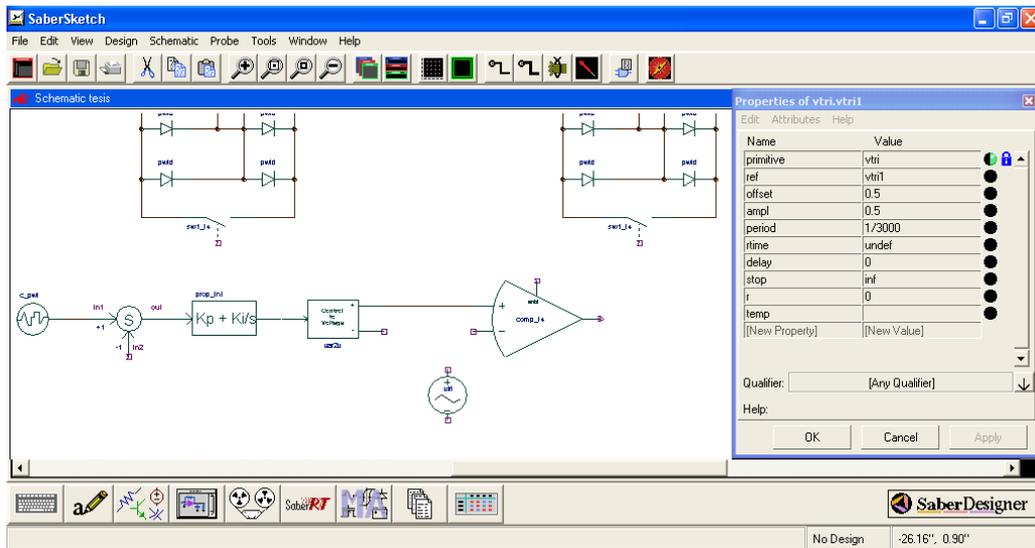


Figura 5.47. Propiedades del Generador de señal triangular.

Ya para terminar el control PWM se realiza la conexión del generador de señal triangular con el comparador de señales, logrando así una salida PWM la cual se utilizara para el control de apertura y cierre de los dos interruptores. Ver Fig. 5.48

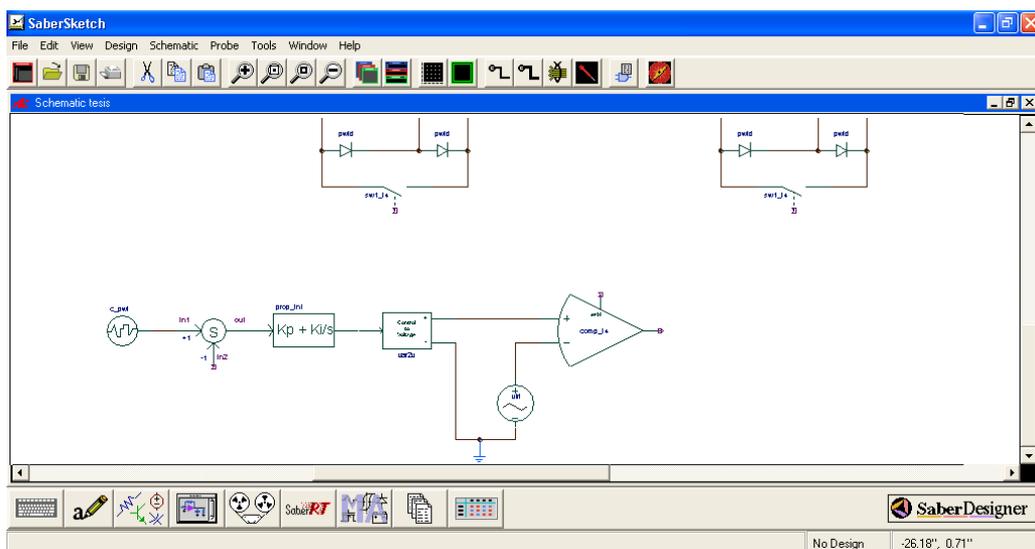


Figura 5.48. Conexión de generador de señal triangular a comparador.

La salida del comparador es inyectada a uno de los interruptores y al otro interruptor es necesario invertir la salida del comparador, para esto debe seleccionarse un inversor dentro de la libreta de partes con la palabra “inverter” y una vez colocado el inversor en la ventana de trabajo se procede a ver sus propiedades, las cuales se quedan por default. Ver Fig. 5.49.

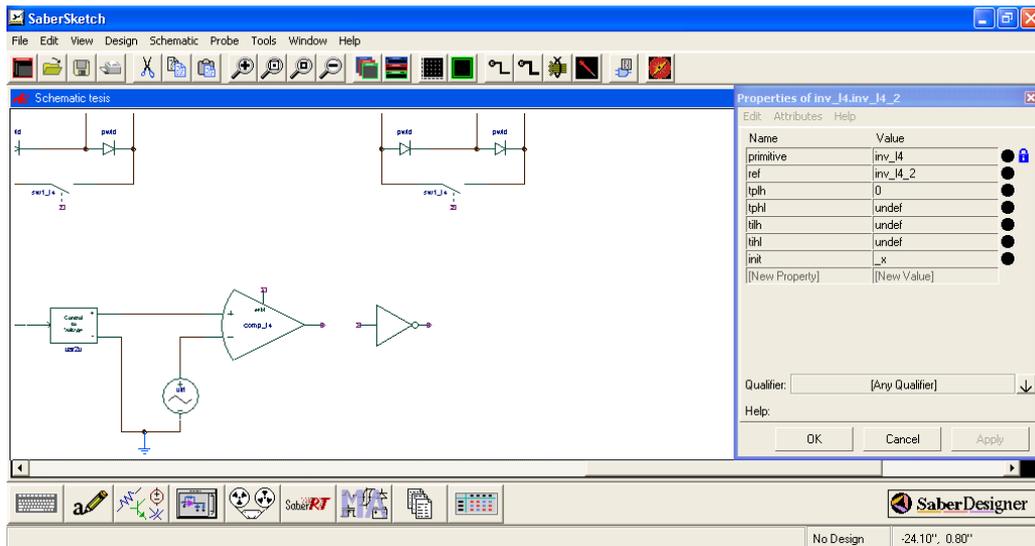


Figura 5.49. *Propiedades del inversor.*

El circuito de control PWM para los dos interruptores queda terminado como se muestra en la Fig. 5.50.

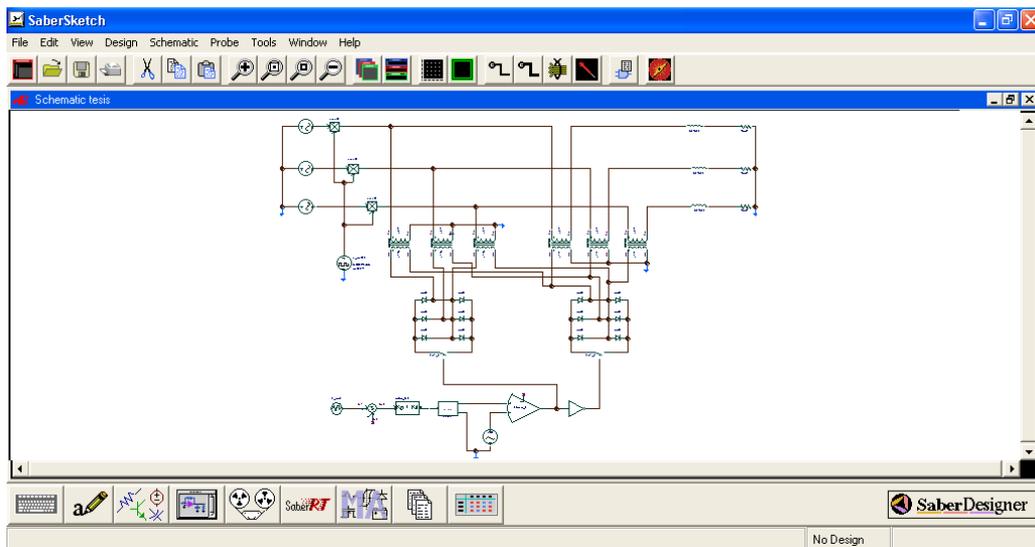


Figura 5.50. *Circuito de control PWM para los dos interruptores.*

5.9. CIRCUITO SNUBBER.

Debido a la acción de conmutación es conveniente colocar un circuito Snubber RC antes de la carga, para eliminar posibles picos de tensión eléctrica en la carga, esto se puede producir en la operación real del convertidor, no en simulación, sin embargo se incluirán dentro de la simulación puesto que es un circuito parte de la etapa de conversión de potencia.

Inicialmente se selecciona una resistencia con la palabra de búsqueda “resistor” en la librería de partes, tal como se muestra en la Fig. 5.51.

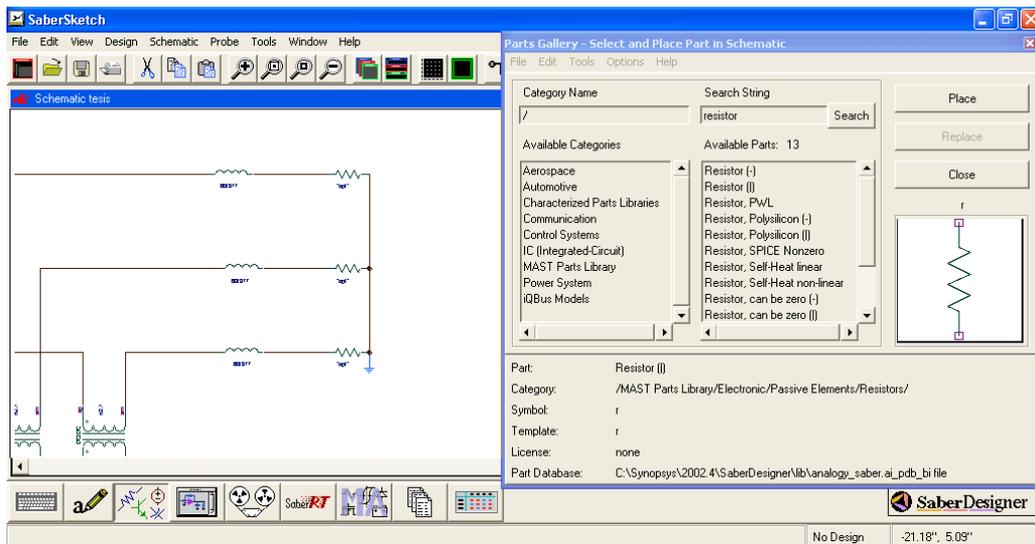


Figura 5.51. Selección de resistor para circuito snubber.

Una vez seleccionado el resistor se procede a darle el valor de 10 000 ohm en las propiedades de éste. Ver Fig. 5.52.

Como se ha mencionado, es posible introducir el valor de 10000 o es posible introducir el valor 10k, en donde k representa el multipli kilo, lo que es lo mismo que multiplicar el valor por 1000, vea la Fig. 5.52.

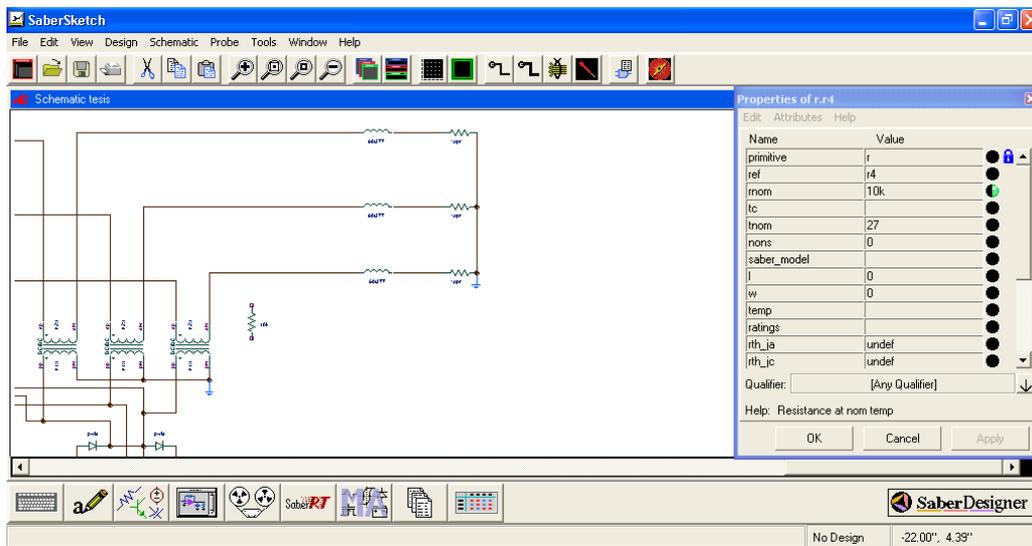


Figura 5.52. Propiedades de resistor del filtro RC.

Posteriormente se selecciona el capacitor en la librería de partes con el nombre de *Capacitor*, tal como se muestra en la Fig. 5.53.

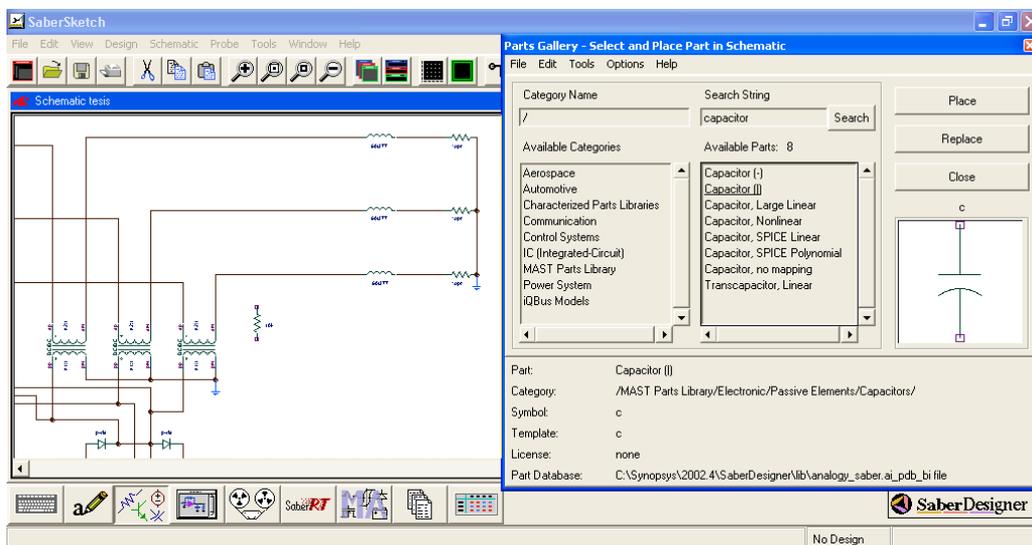


Figura 5.53. Selección de capacitor.

Una vez seleccionado el capacitor en la ventana de trabajo es necesario introducir el valor de capacitancia a través de la ventana de propiedades, el valor a introducir es de 1 microfaradio, como se muestra en Fig. 5.54.

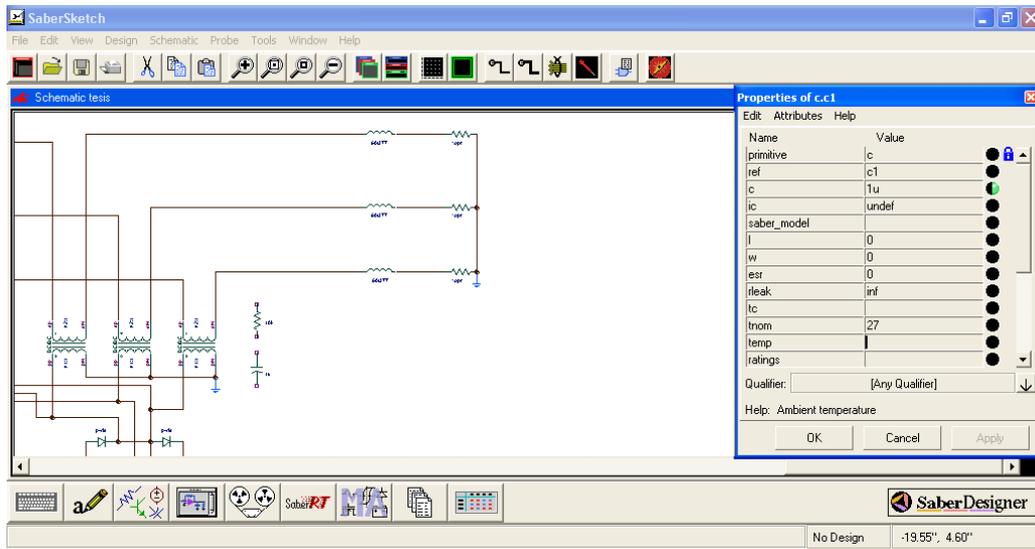


Figura 5.54. *Propiedades del circuito RC.*

Una vez que el capacitor y el resistor a utilizar se encuentran en la ventana de trabajo se conectan entre si, cada circuito se conecta a cada una de las líneas de alimentación trifasica, quedando el circuito como se muestra en la Fig. 5.55.

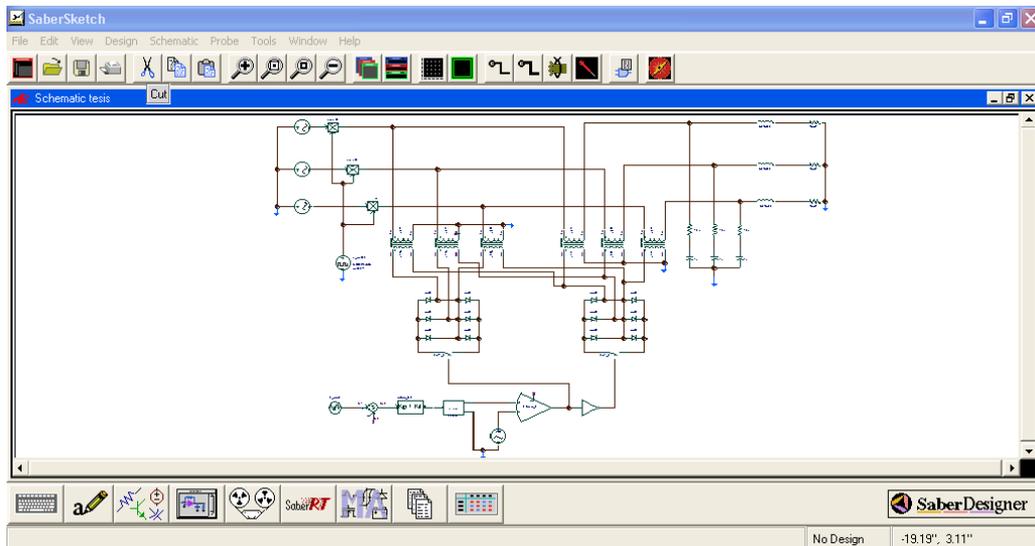


Figura 5.55. *Circuito RC en la carga.*

5.10. MEDIDOR DE TENSIÓN ELÉCTRICA EN LA CARGA.

Este medidor está basado en la transformación de Clarke y es esencial para transformar la tensión eléctrica medida a un valor de CD (no CA). El diagrama a bloques del medidor se muestra en la Fig. 5.56.

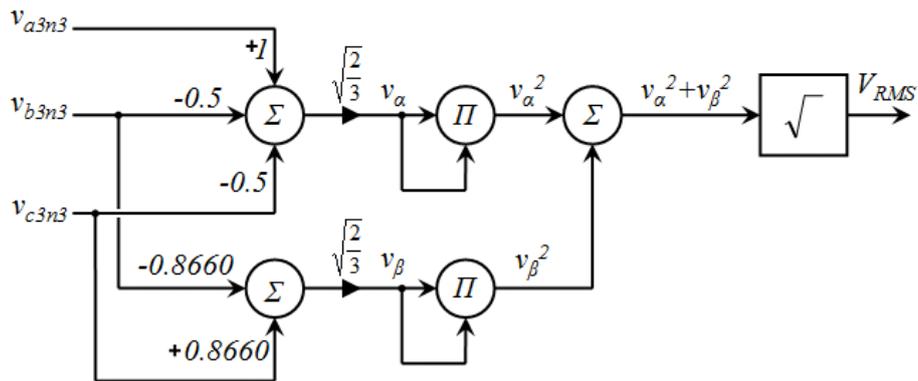


Figura 5.56. Medidor de tensión eléctrica para propósito de retroalimentación.

Para empezar a desarrollar el medidor de tensión eléctrica es necesario acoplar la tensión eléctrica a medir a través de tres resistencias, en la Fig. 5.57 se muestra la manera de seleccionar la primera de tres resistencias.

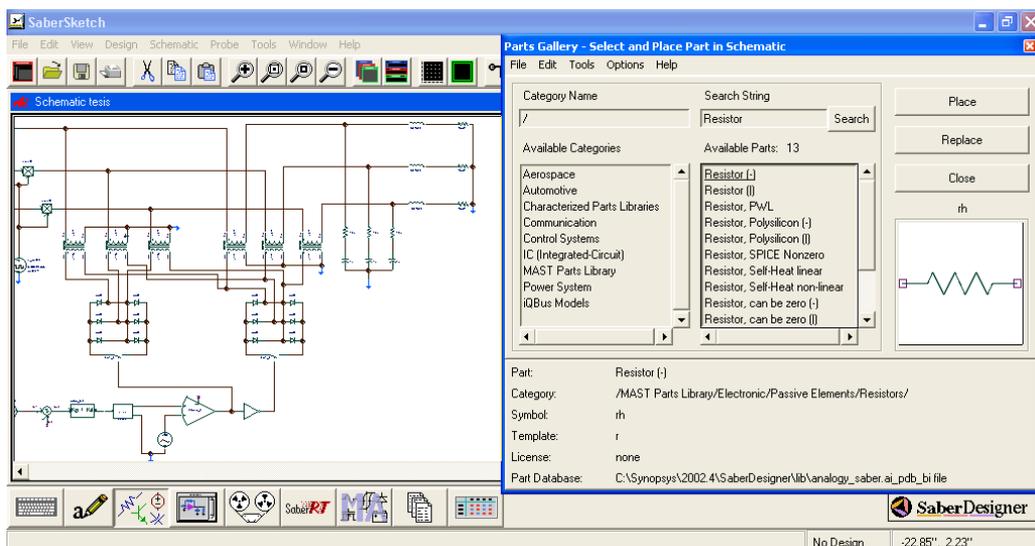


Figura 5.57. Selección de resistor para medidor de tensión eléctrica.

Una vez seleccionada la resistencia le asignaremos el valor de 100 kOhms para nuestro caso de estudio. Ver Fig. 5.58.

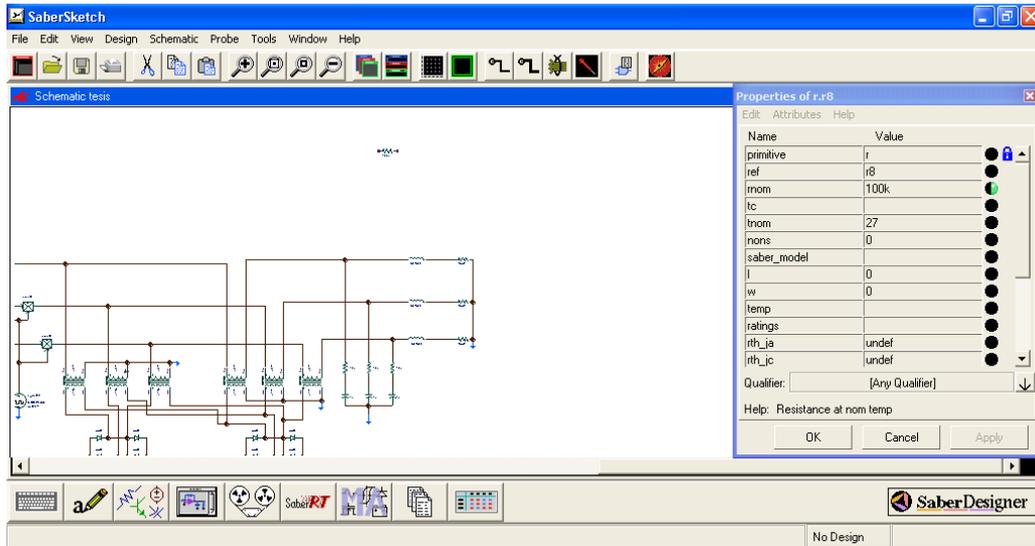


Figura 5.58. *Propiedades de resistencia de medidor de tensión eléctrica.*

Es conveniente colocar un filtro RC pasa bajas para minimizar posible ruido eléctrico generado por la conmutación de los dos interruptores, para este propósito es indispensable insertar una resistencia para formar dicho filtro, como se muestra en la Fig. 5.59.

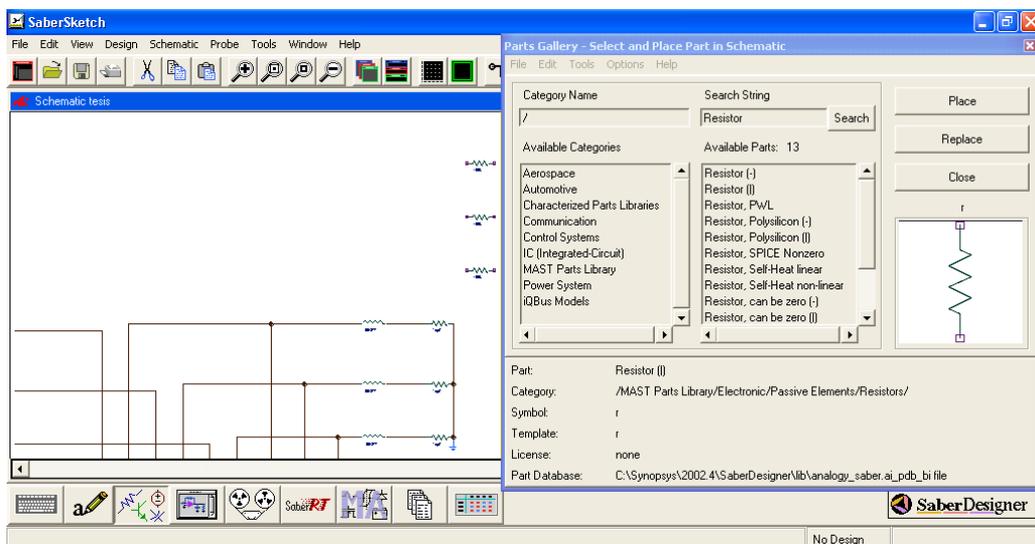


Figura 5.59. Selección de resistor para filtro pasa bajas del medidor de tensión eléctrica.

Una vez seleccionada la resistencia es necesario asignarle el valor de 1 kOhm a través de la ventana de propiedades de dicho elemento resistivo. Ver Fig. 5.60.

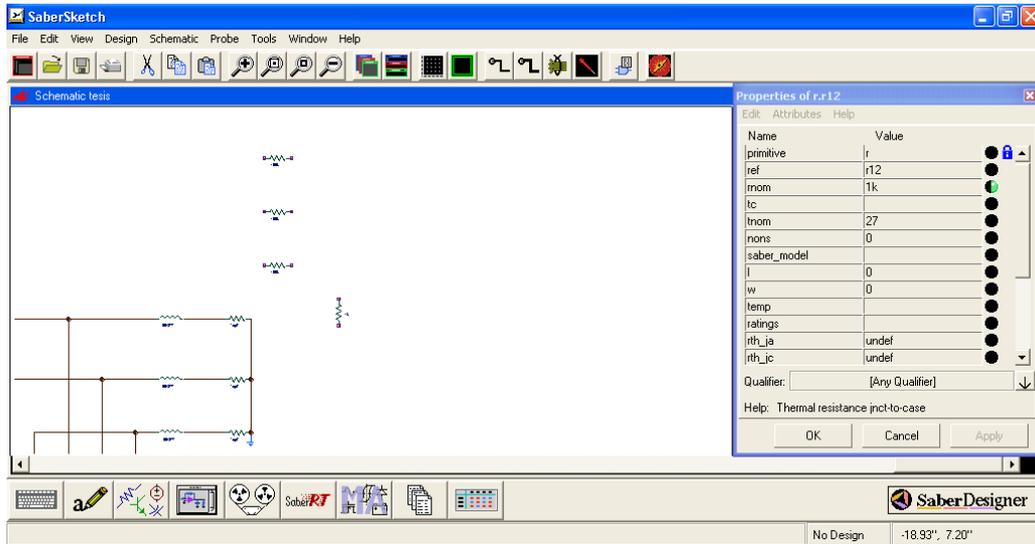


Figura 5.60. Asignación de valor resistivo a filtro RC pasa bajas del medidor de tensión.

Como es de esperarse el siguiente elemento para formar el filtro RC es el capacitor, el cual es seleccionado desde la ventana de libreta de partes del simulador, tal y como se muestra en la Fig. 5.61.

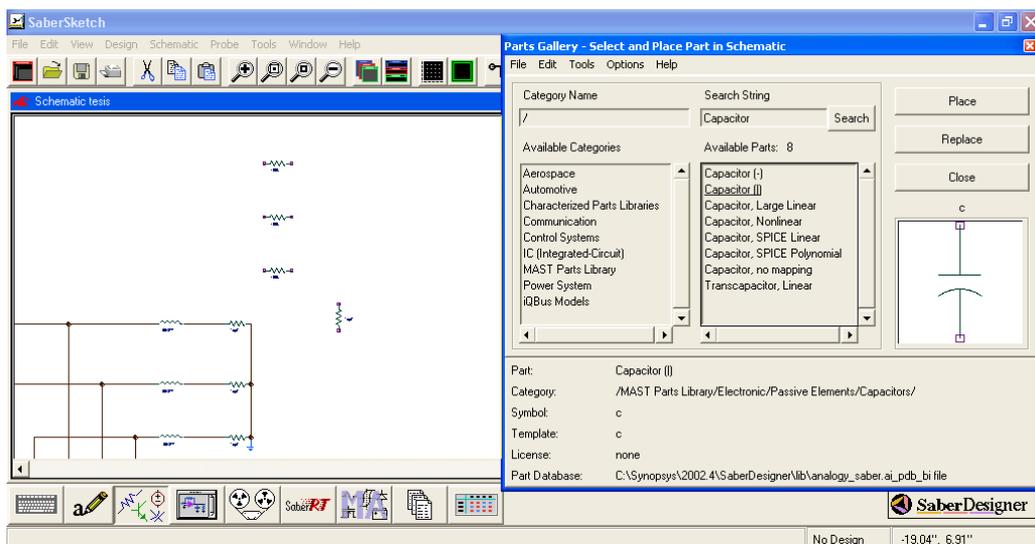


Figura 5.61. Selección de Capacitor de filtro RC pasa bajas del medidor de tensión.

El valor de 1 uF debe asignarse al capacitor a través de la ventana de propiedades de dicho elemento, Ver Fig. 5.62.

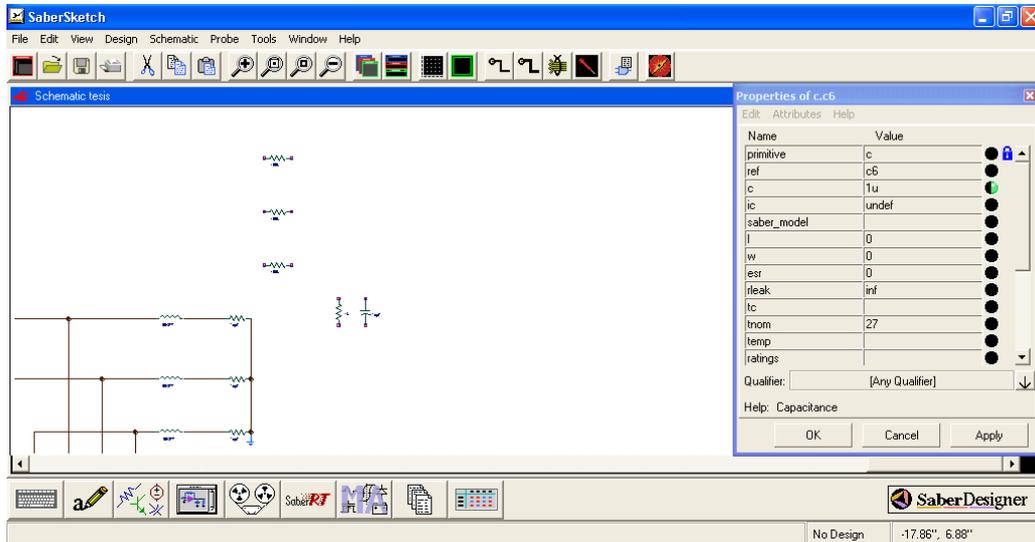


Figura 5.62. Asignación de valor del capacitor del filtro RC pasa bajos del medidor de tensión eléctrica.

Una vez teniendo tanto la resistencia como el capacitor del filtro RC pasa bajos se copian y pegan hasta formar tres filtros, quedando el circuito como se muestra en la Fig. 5.63.

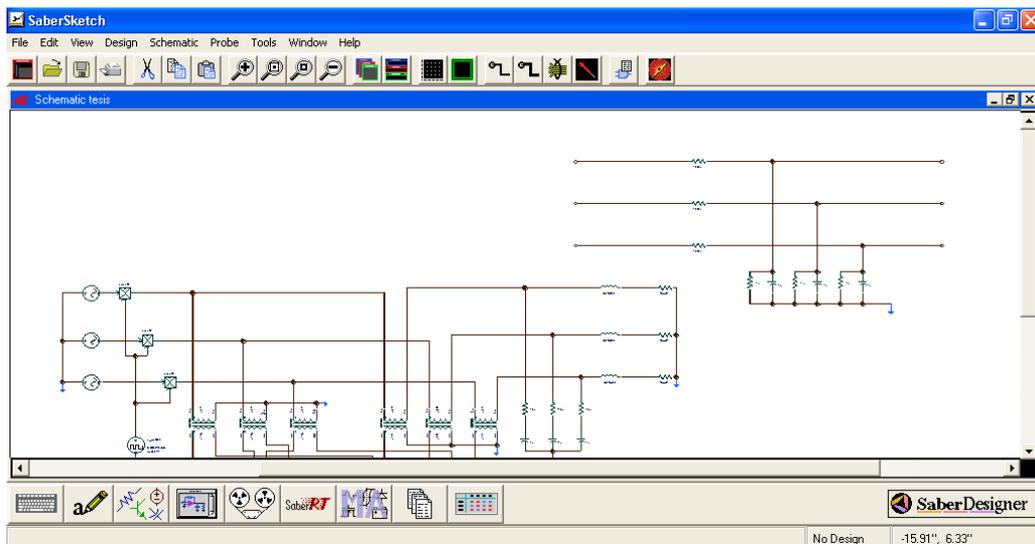


Figura 5.63. Filtro trifasico RC pasa bajos de medidor de tensión eléctrica.

Antes de continuar con el diagrama a bloques del medidor de tensión eléctrica tenemos que acoplar la tensión eléctrica a una señal de control, para esto es necesario utilizar la instrucción “Ideal Voltage Sensor” de la libreta de partes del simulador, Ver Fig. 5.64

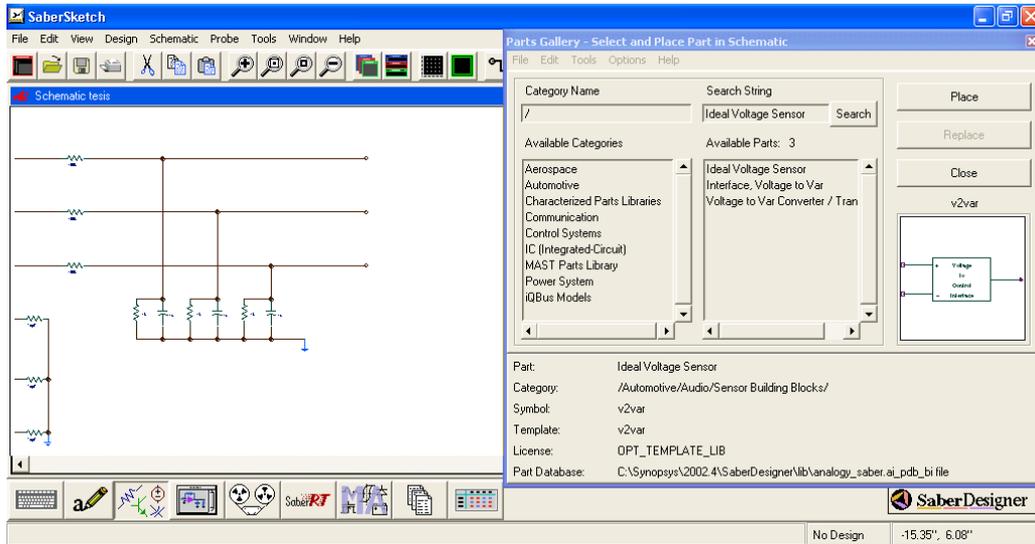


Figura 5.64. Selección de “Ideal Voltage Sensor”.

El parametro a cambiar del “Ideal Voltage Sensor” es la ganancia k la cual para nuestro caso en particular debe tener el valor de 1, como se muestra en la Fig. 5.65.

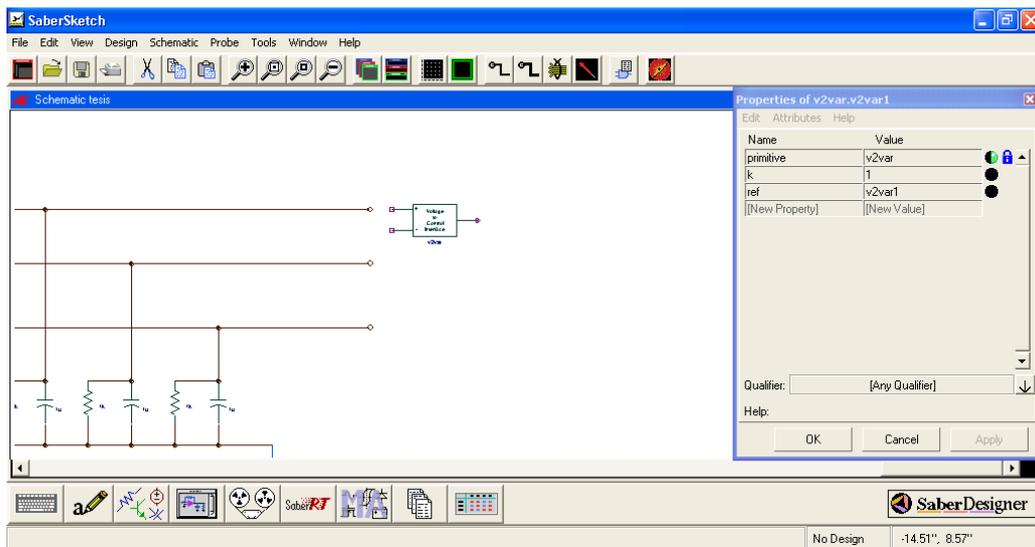


Figura 5.65. Parametros del “Ideal Voltage Sensor”.

Continuando con el desarrollo del medidor se copia y pega el módulo “Ideal Voltage Sensor” hasta completar tres piezas y conectarlas como se muestra en la Fig. 5.66.

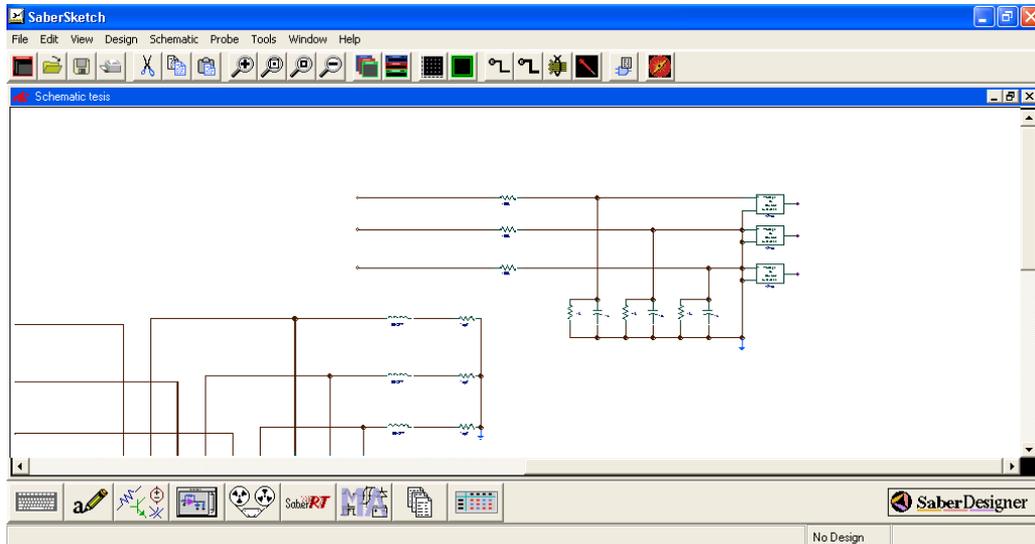


Figura 5.66. Conexión de acoplador se señal.

Siguiendo el diagrama a bloques de la Fig. 5.56 es necesario utilizar un sumador de tres entradas, el cual es seleccionado de la libreta de partes con el nombre “sum, 3 input, 2 sides”, como se muestra en la Fig. 5.67.

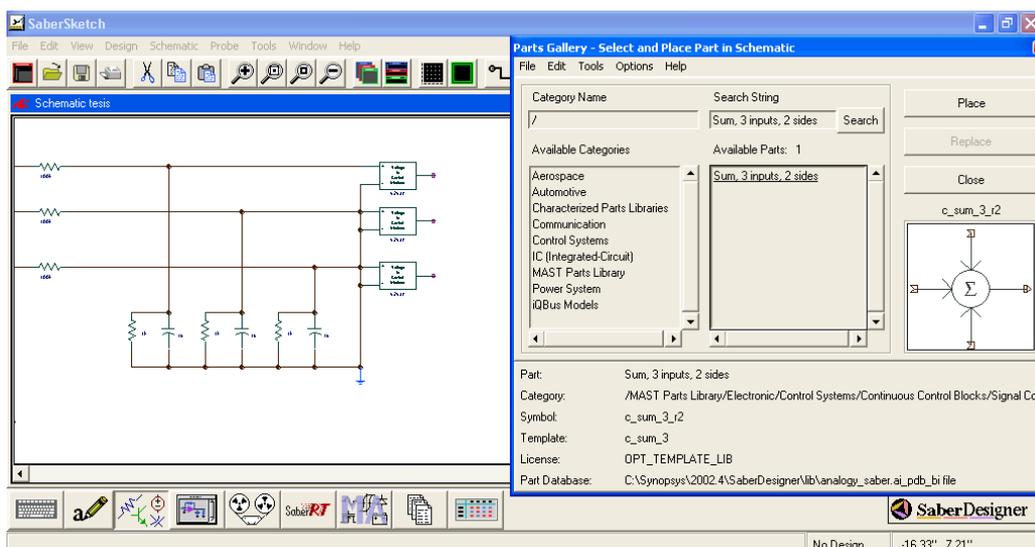


Figura 5.67. Seleccionando sumador de 3 entradas.

Una vez seleccionado el sumador de 3 entradas es necesario asignarle las ganancias a cada entrada de acuerdo al diagrama a bloques de la Fig. 5.56, los valores de -0.5, -0.5 y +1 son asignados a las entradas 1, 2 y 3 respectivamente. Ver Fig. 5.68.

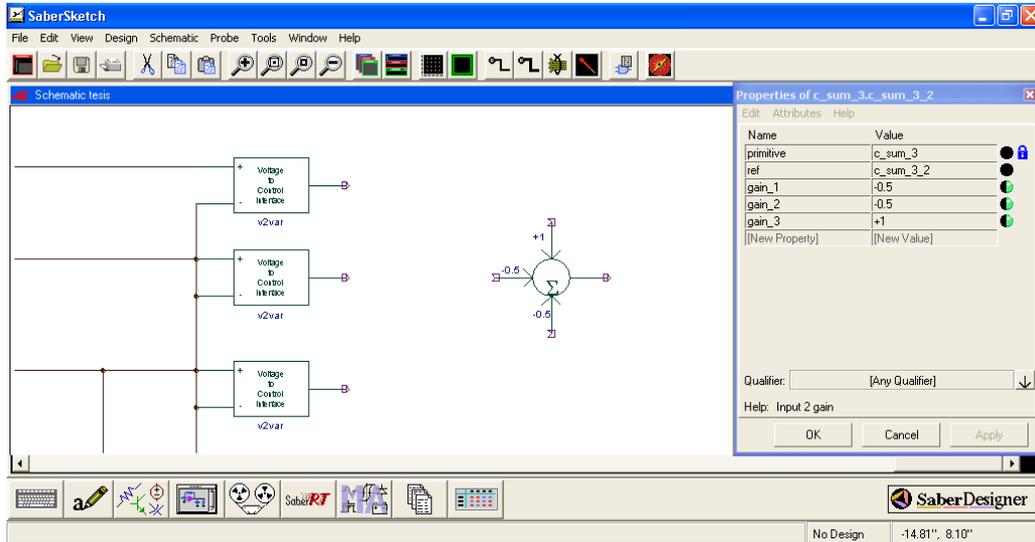


Figura 5.68. Propiedades de sumador de 3 entradas.

Una vez que el sumador tiene los valores indicados se procede a la conexión como se indica en la Fig. 5.69.

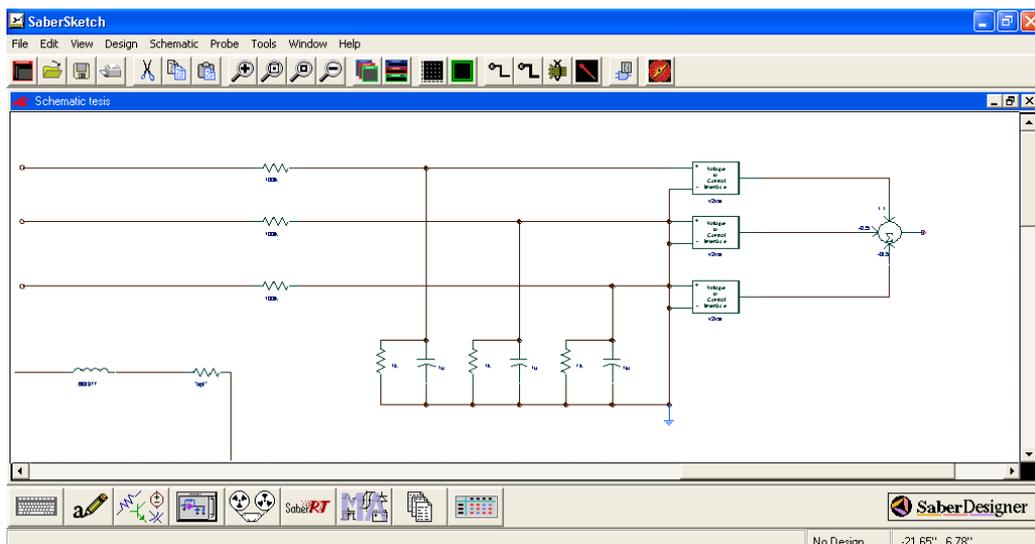


Figura 5.69. Conexión de sumador de 3 entradas.

Continuando con el desarrollo del medidor de tensión eléctrica de acuerdo al diagrama a bloques de la Fig. 5.56 es necesario un sumador de 2 entradas el cual es seleccionado con el nombre de “sum, 2 inputs” como se muestra en la Fig. 5.70.

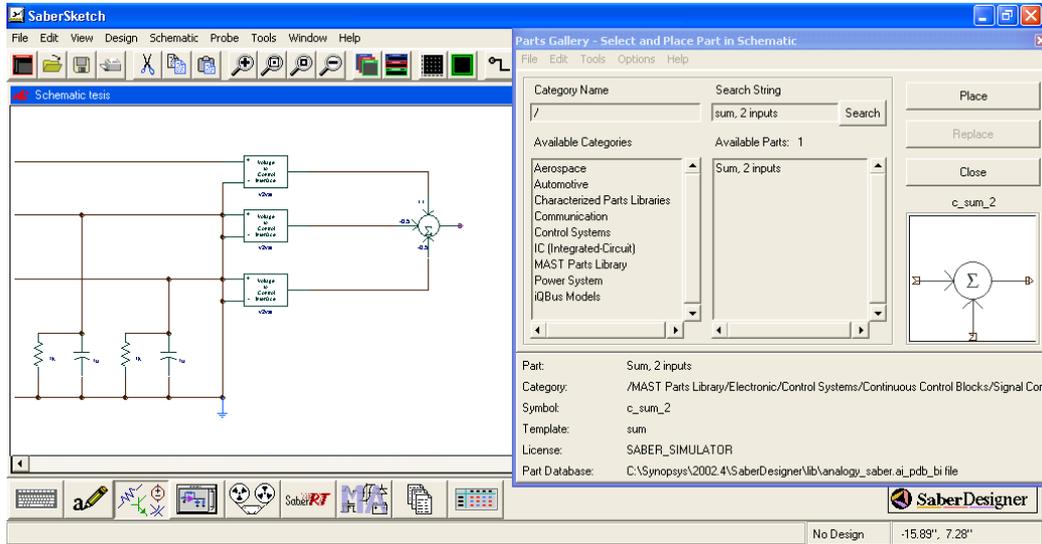


Figura 5.70. Selección de sumador de 2 entradas.

Una vez seleccionado el sumador de 2 entradas se procede a darle los valores de ganancia a cada una de las 2 entradas, en nuestro caso en particular son -0.866 y $+0.866$ para la entrada 1 y 2 respectivamente. Ver Fig. 5.71.

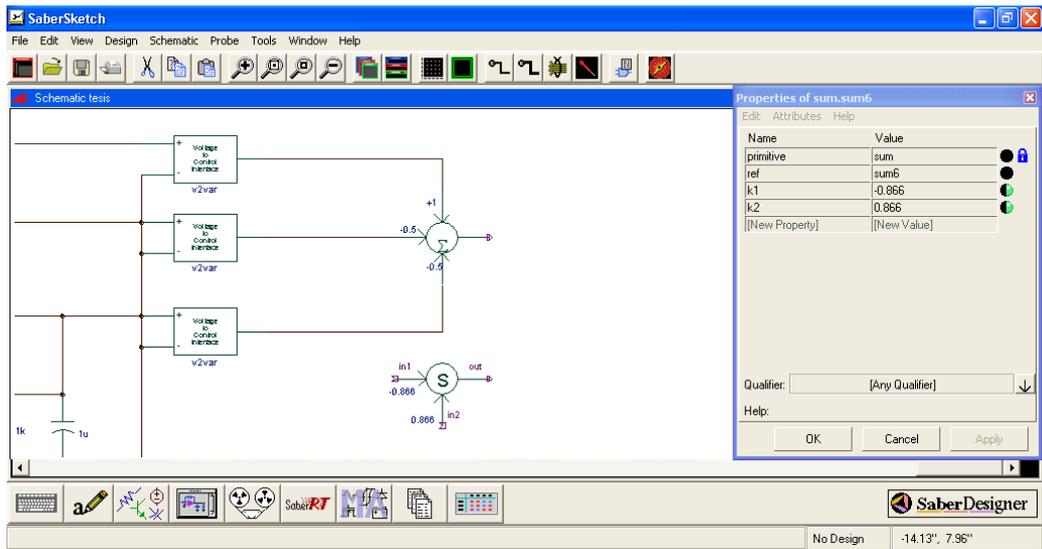


Figura 5.71. Asignación de ganancia del sumador de 2 entradas.

La conexión del sumador de 2 entradas se muestra en la Fig. 5.72 de acuerdo al diagrama a bloques del medidor de tensión eléctrica de la Fig. 5.56.

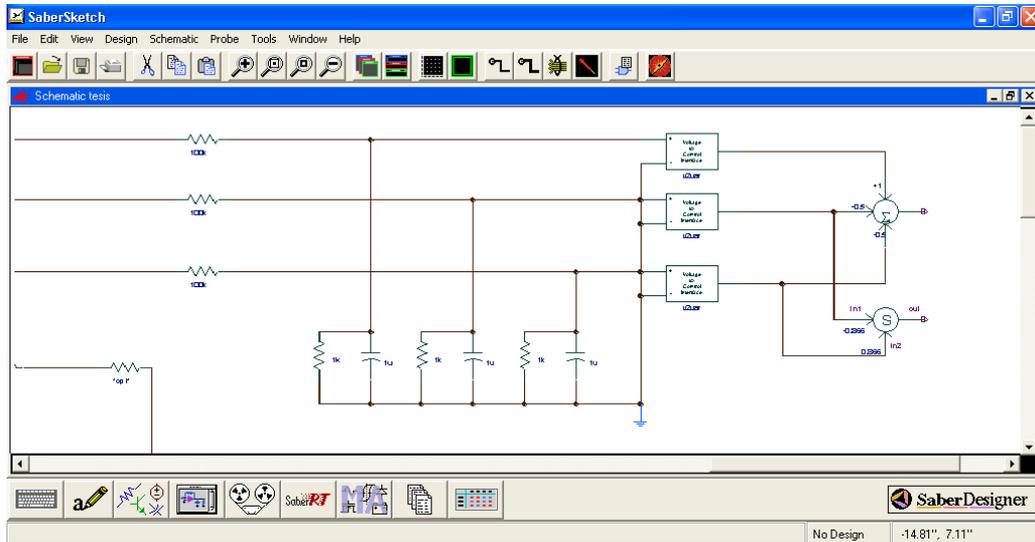


Figura 5.72. Conexión del sumador de 2 entradas.

Las salidas del sumador de 3 entradas y del sumador de 2 entradas, y siguiendo con el diagrama de la Fig. 5.56, tienen que ser elevadas al cuadrado cada una de ellas, para este propósito es necesario seleccionar un multiplicador en la libreta de partes con el nombre de “multiply”, como puede observarse en la Fig. 5.73.

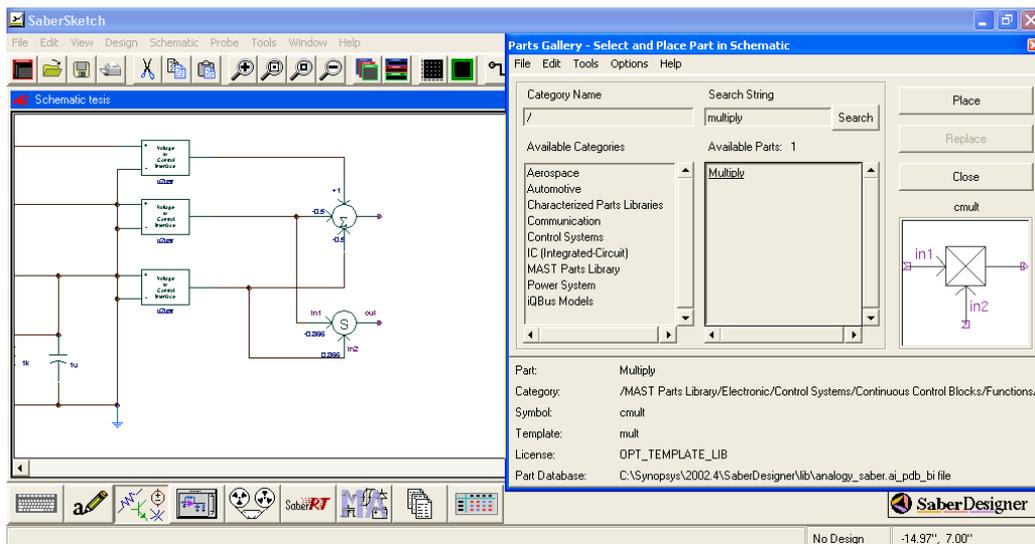


Figura 5.73. Selección de Multiplicador.

Una vez seleccionado el multiplicador se procede a dar el valor de multiplicación $k = 0.666666$, como se muestra en la Fig. 5.74.

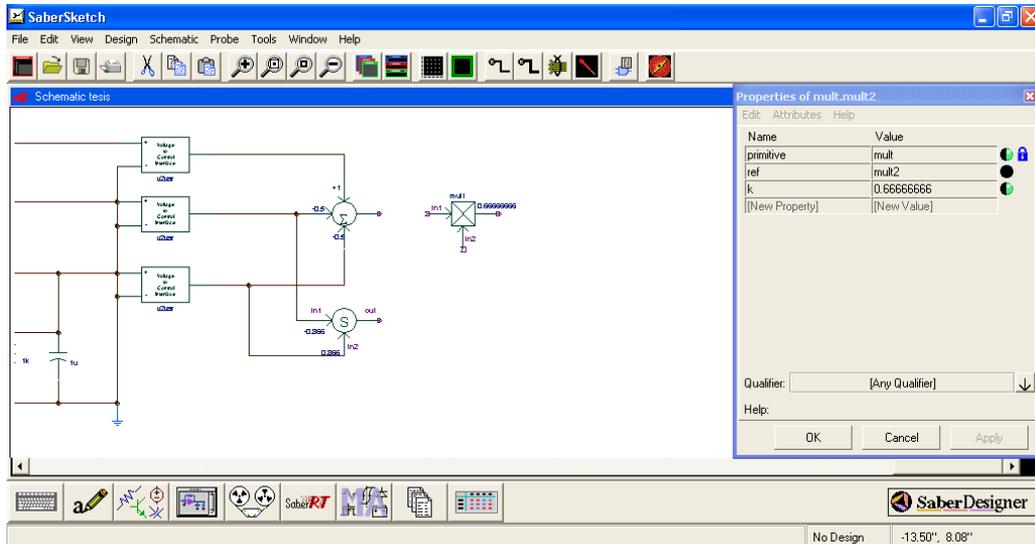


Figura 5.74. Propiedades del multiplicador.

Los multiplicadores ya conectados de manera obtengan el cuadrado de las salidas de los sumadores queda como se muestra en la Fig. 5.75.

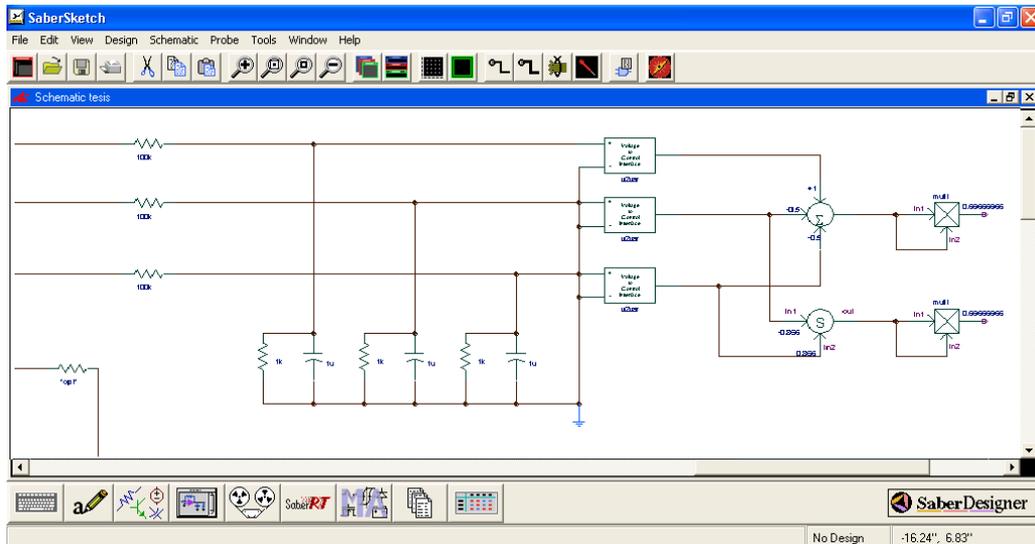


Figura 5.75. Conexión de multiplicadores del medidor de tensión eléctrica.

Para continuar con lo indicado en la Fig. 5.56 tenemos la salidas de los multiplicadores para esto seleccionaremos un sumador de dos entradas, como se muestra en la Fig. 5.76.

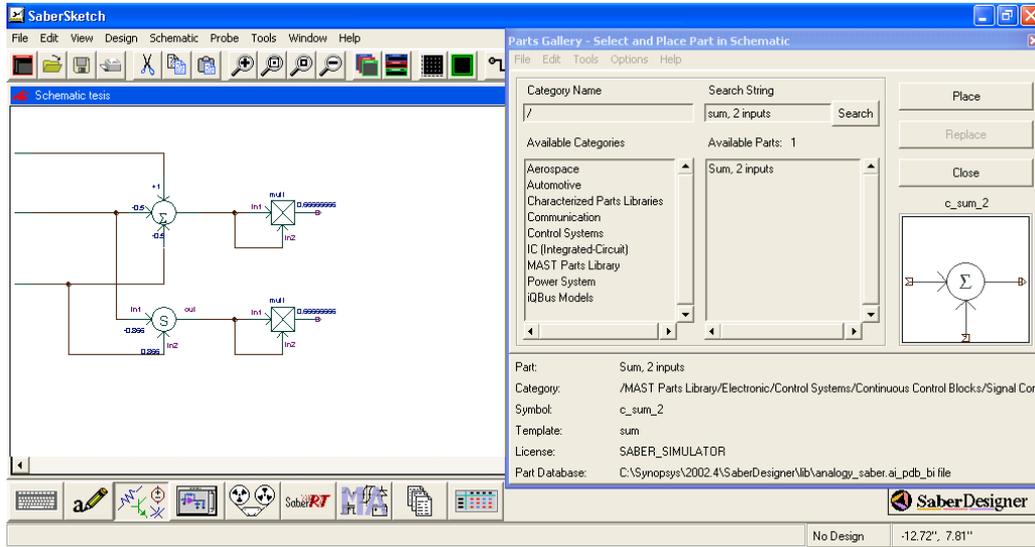


Figura 5.76. Selección de sumador de 2 entradas.

Las ganancias de las 2 entradas de este sumador son unitarias, tal como se muestra en la Fig. 5.77.

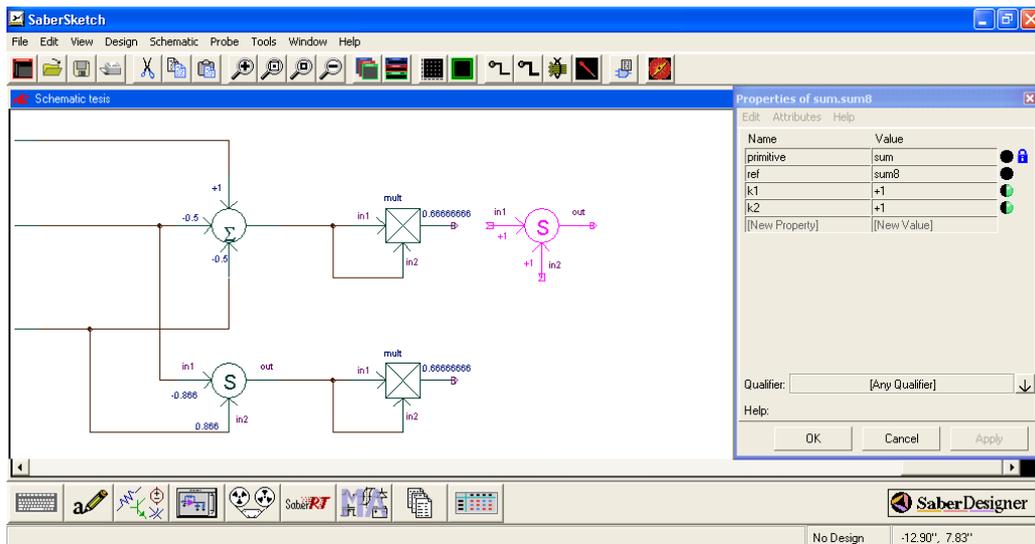


Figura 5.77. Asignación de ganancia unitaria a sumador.

El sumador conectado como lo indica en la Fig. 5.56 se muestra en la Fig. 5.78.

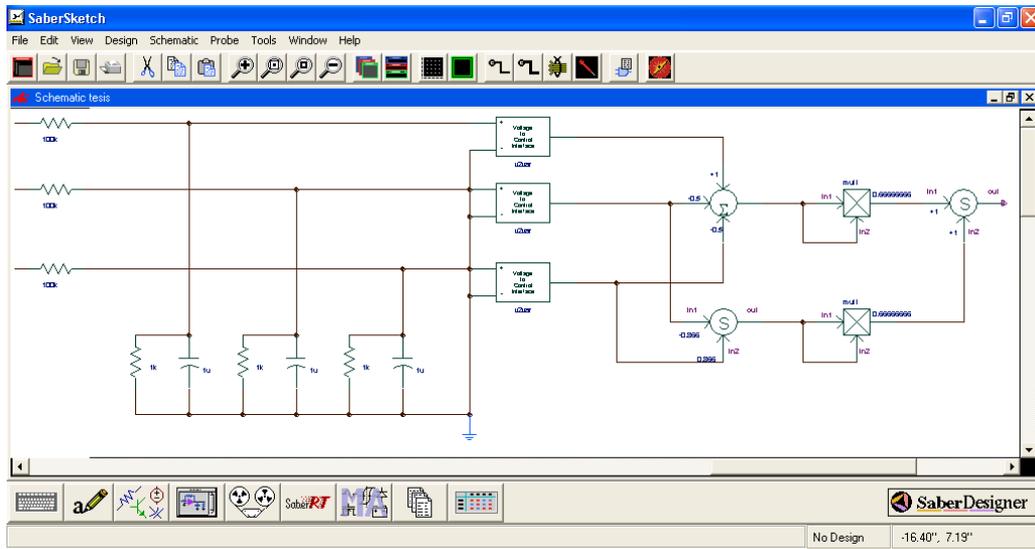


Figura 5.78. Conexión de sumador de 2 entradas con ganancia unitaria.

Ya para terminar el desarrollo del medidor de tensión eléctrica basado en la transformación de Clarke es necesario seleccionar la función de raíz cuadrada en la libreta de partes con el nombre “Square Root”. Ver Fig. 5.79.

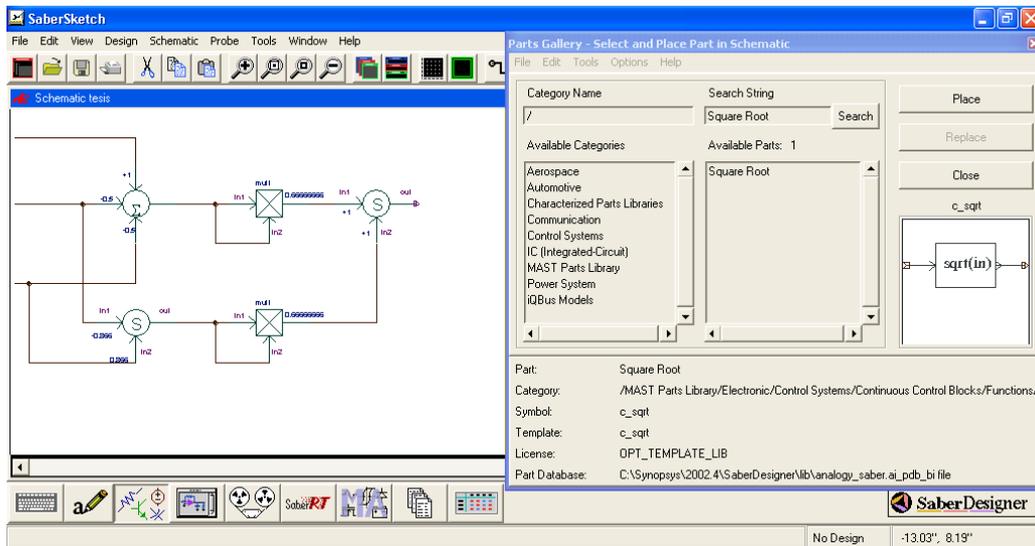


Figura 5.79. Selección de la función de raíz cuadrada.

Al igual que cualquier otro elemento utilizado en la simulación es necesario configurar las propiedades de la función Raíz Cuadrada, en donde le indicaremos que tenga una ganancia unitaria. Ver Fig. 5.80.

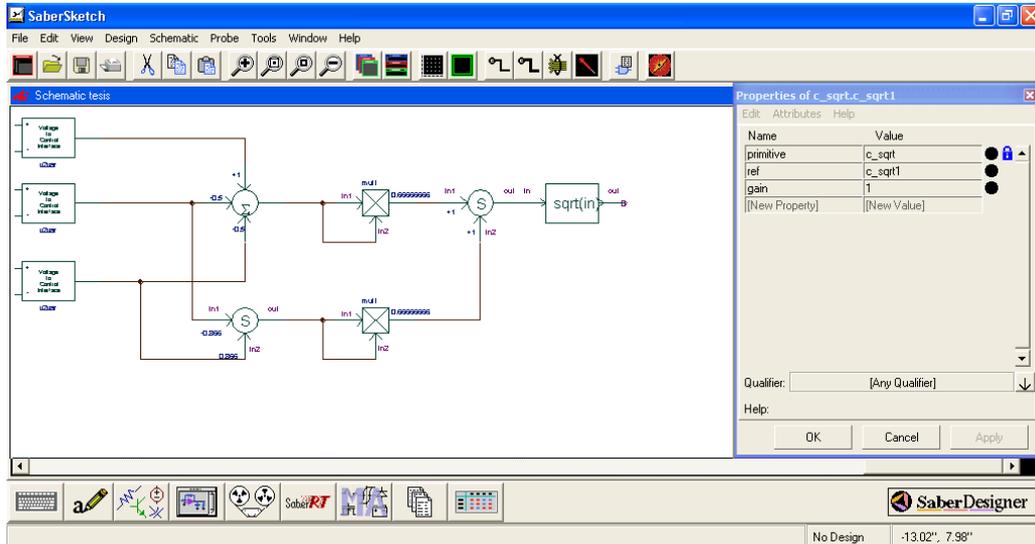


Figura 5.80. *Propiedades de la Función Raíz Cuadrada.*

El medidor de tensión eléctrica basado en la transformación de Clarke queda terminado y listo para usarse, ver Fig. 5.81, tanto en la medición tensión eléctrica de salida que nos va a servir como retroalimentación del circuito de control, Así como también podemos utilizar este medidor para medir la tensión eléctrica trifásica de entrada.

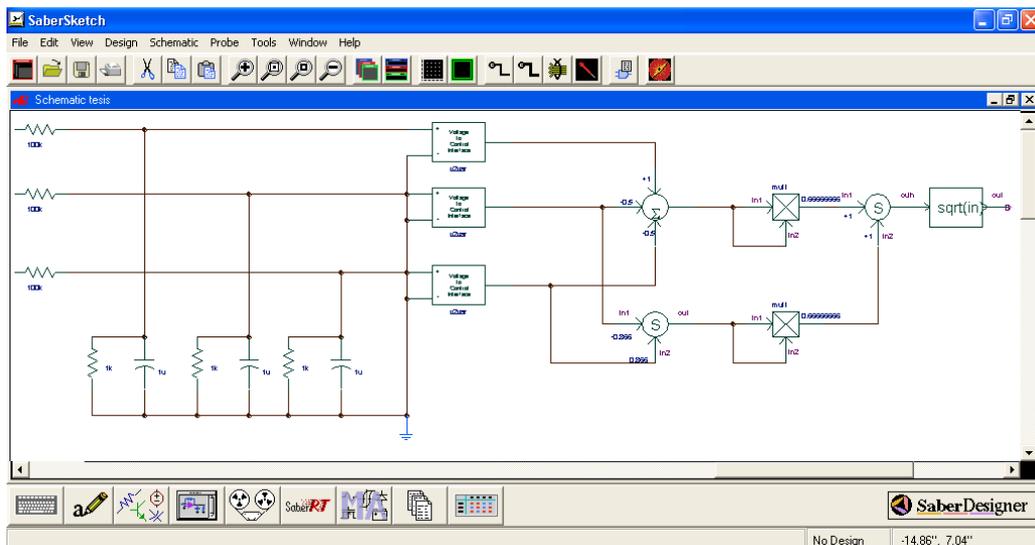


Figura 5.81. *Circuito medidor terminado.*

5.11. EJECUCIÓN DE LA SIMULACIÓN.

Para ejecutar la simulación, se debe de abrir la barra de herramientas llamada “SaberGuide”, con el botón superior derecho, que se muestra en la Fig. 5.82.

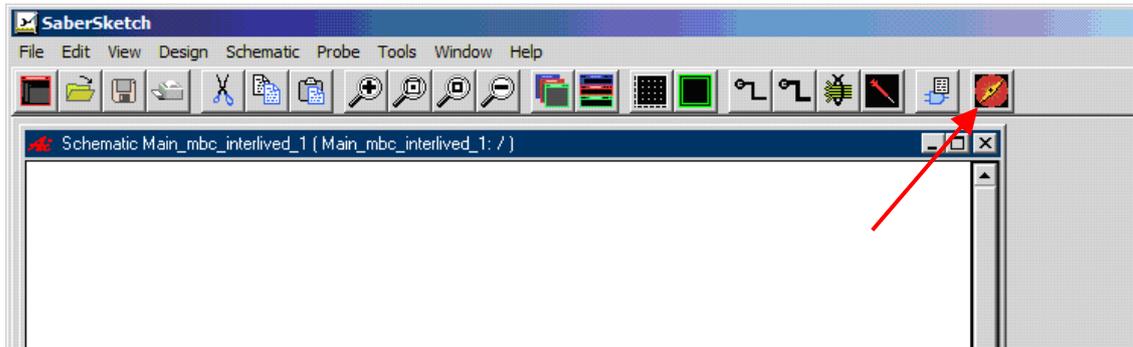


Figura 5.82. Botón para abrir el SaberGuide.

Se abrirá una barra debajo de la barra de menús, con lo que la ventana principal del simulador se verá como se muestra en la Fig. 5.83.

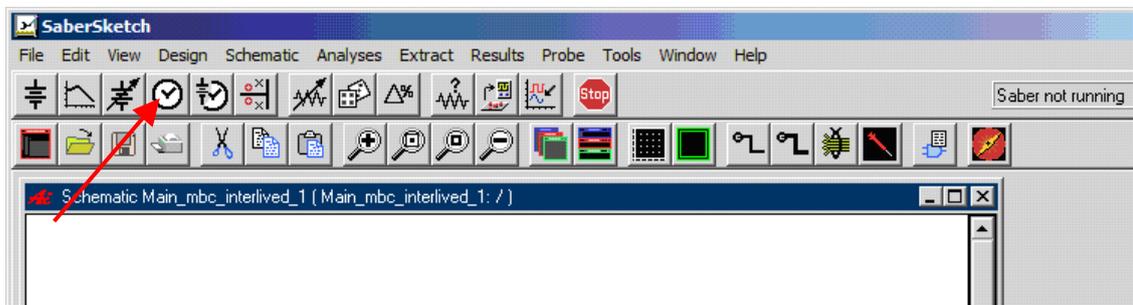


Figura 5.83. Ventana con la barra de SaberGuide.

Se utilizará la simulación transitoria la cual tiene el ícono de un reloj, y está señalado con una flecha en la Fig. 5.83, al dar clic se abrirá una ventana en la que hay que introducir los parámetros de simulación, vea la Fig. 5.84.

En la Fig. 5.84 es posible ver los parámetros que se utilizaron para realizar la simulación, los cuales constan de: (i) un periodo de 300 mS, con un paso de integración de 1 μ S, el paso de integración no es tan pequeño como parece, hay que recordar que el

periodo de conmutación del convertidor es de 333 μ S (el inverso de 3 kHz) y que durante este periodo existen al menos dos circuitos equivalentes, pues se trata de un sistema de estructura variable en el que la topología del circuito cambia dependiendo del estado de conmutación de los diodos e interruptores.

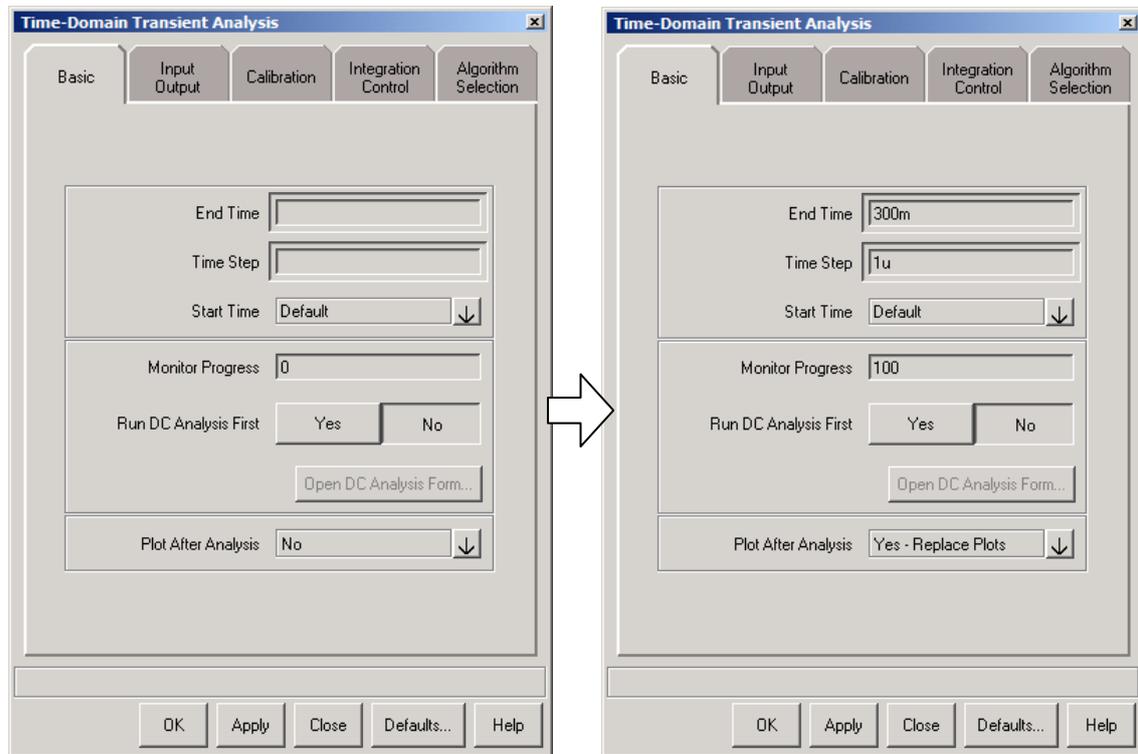


Figura 5.84. Ventana de los parámetros de simulación.

Existe un parámetro llamado monitor de progreso en el que es posible asignarle un valor (en este caso 100) para que el programa muestre el proceso de simulación en porcentaje y saber si la simulación se “atoró” en algún tiempo durante la ejecución.

Finalmente es posible configurar para que se muestren las gráficas después de la simulación, mediante la última opción de la pantalla, que en este caso fue elegida para que se muestre los resultados y además, si existen resultados anteriores, se reemplacen con los nuevos.

La Fig. 5.85 muestra la pestaña de “Input-Output” de la misma ventana en donde es necesario definir el punto de inicio de la simulación.

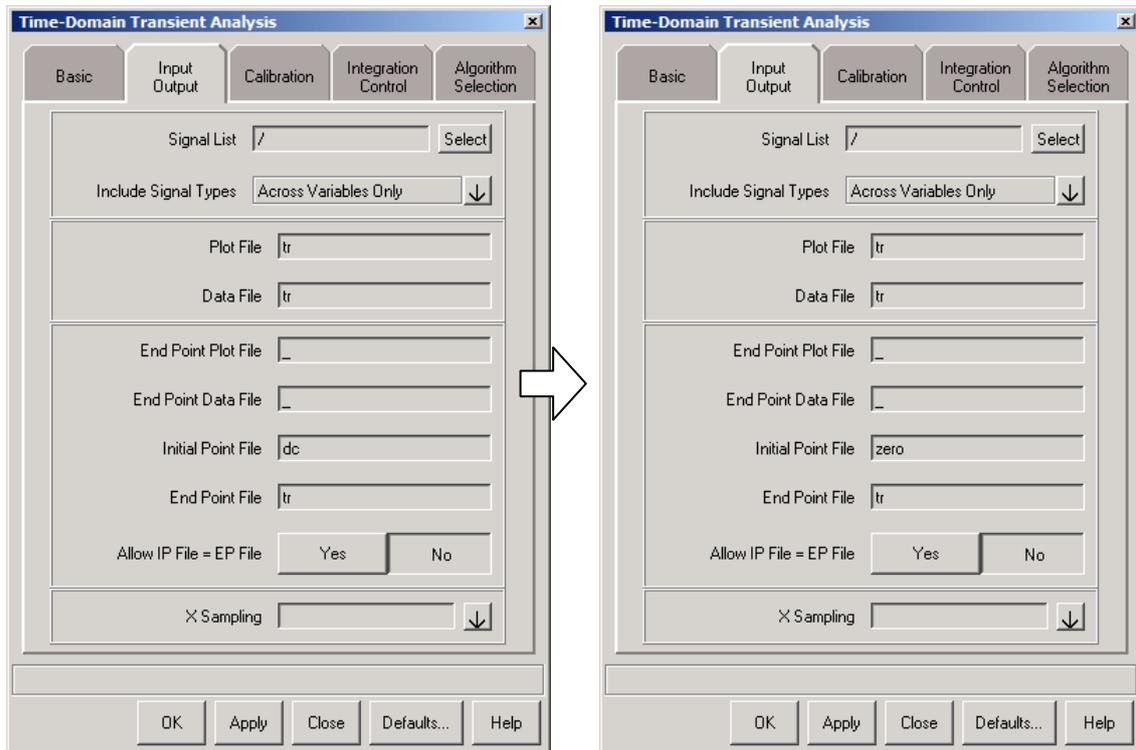


Figura 5.85. Ventana de los parámetros de simulación.

La simulación puede iniciar tomando en cuenta que las condiciones iniciales son cero, o puede iniciar desde un punto de operación, si se elige la segunda opción entonces no hay que modificar nada en esta pestaña, predeterminadamente está la opción de iniciar desde un punto de operación, pero habrá que indicarlo en la primera pestaña (Fig. 5.84) en donde predeterminadamente está deshabilitada la opción de no ejecutar un análisis de CD.

En este caso se eligió iniciar con valores iniciales igual a cero, por lo que se borro la palabra “dc” en el renglón de “Initial Point File” y se escribió la palabra “zero”.

5.12. VISUALIZACIÓN DE LOS RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN.

Si la simulación se realizó correctamente, al terminar se abrirá otro programa denominado SaberScope, cuya ventana principal se muestra en la Fig. 5.86, del lado derecho aparece una ventana con los nombres de todos los nodos que existen en el circuito.

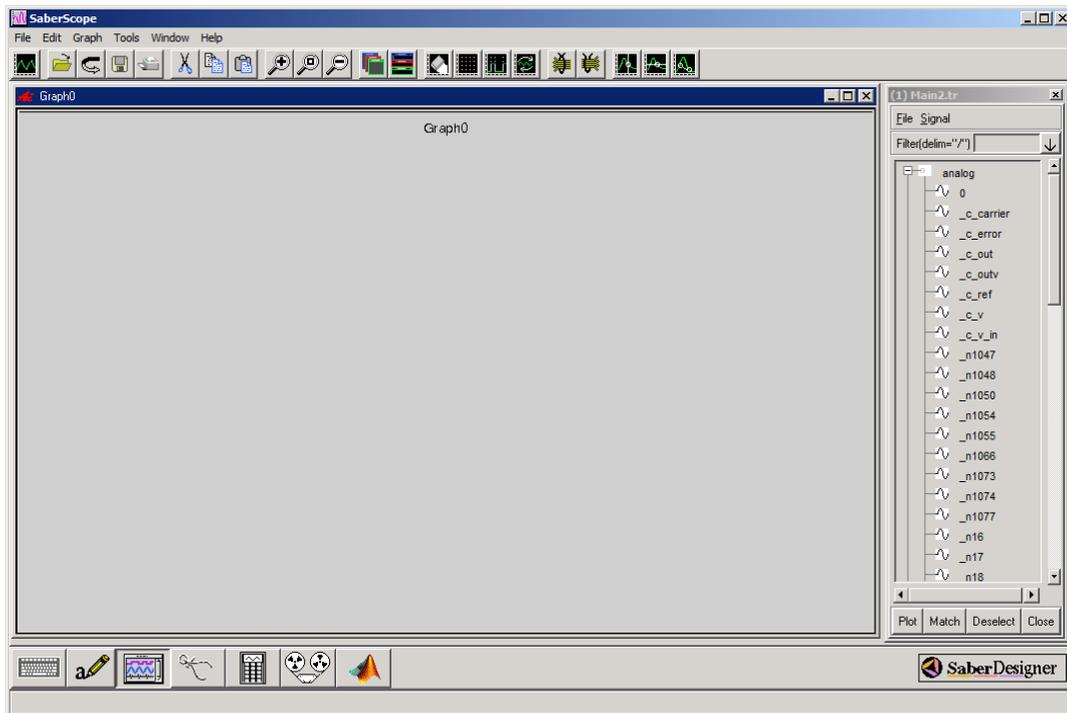


Figura 5.86. Ventana principal del programa SaberScope.

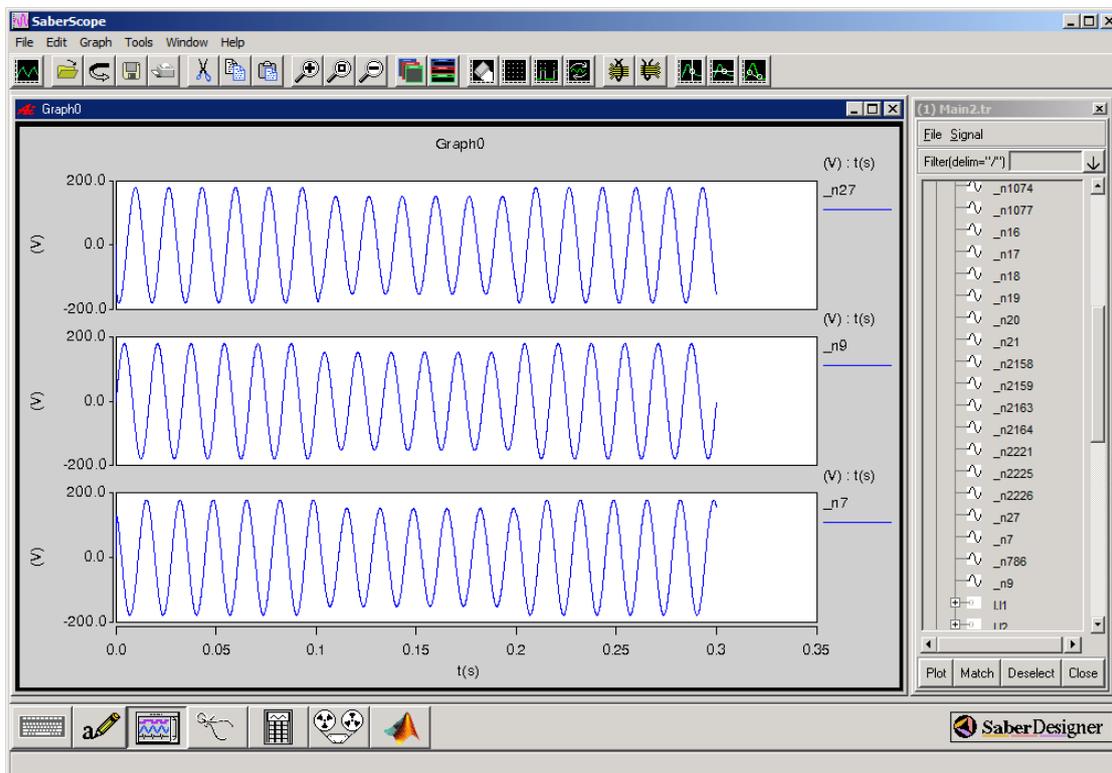


Figura 5.87. Gráficas de la tensión eléctrica de alimentación.

Al dibujar el circuito, el programa asigna nombres a cada uno de los nodos de acuerdo al orden en el que se van dibujando, en este caso, a la tensión eléctrica de salida se le asignó el nodo `_n9`, `_n27`, y `_n7`, al dar clic sobre este nombre en la ventana del lado derecho, en la ventana del lado izquierdo se graficará dicha tensión eléctrica, tal como se aprecia en la Fig. 5.87.

Si se desea ver las tensiones eléctricas en una misma ventana de graficación, entonces es posible hacerlo al dar doble-clic sobre el nombre de la gráfica (el cual aparece del lado derecho) de la gráfica, al hacerlo aparecerá la ventana que se muestra en la Fig. 5.88.

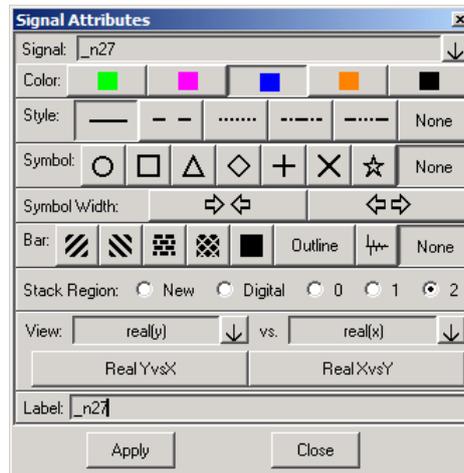


Figura 5.88. Ventana de atributos de la señal.

En este ejemplo se dio doble clic sobre la señal `_n27`, la cual se encuentra en la parte superior, las gráficas se van ordenando de abajo hacia arriba y se les asigna una posición que inicia desde cero, a esa posición se le llama región del stack (Stack Region).

En este caso la señal seleccionada está en la región dos (vea Fig. 5.88), es posible cambiarla a la región cero, haciendo esto con todas las gráficas, en la misma ventana de los atributos de las señales.

Es posible cambiar el color de las gráficas, el color se selecciona como el azul y entonces la ventana de graficación se verá como en la Fig. 5.89.

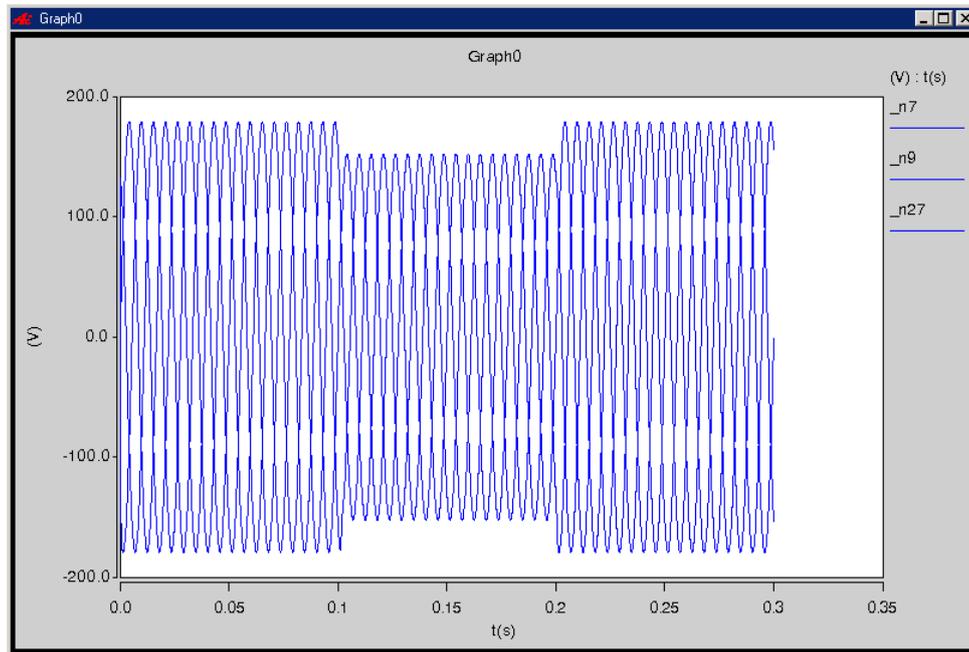


Figura 5.89. Todas las tensiones eléctricas en la misma región del stack.

Ahora se agregarán las tensiones eléctricas en la carga y se agruparán en la región del stack 1, tal como se ha explicado, también se asignará color azul a todas las gráficas, por lo que la ventana se verá como en la Fig. 5.90.

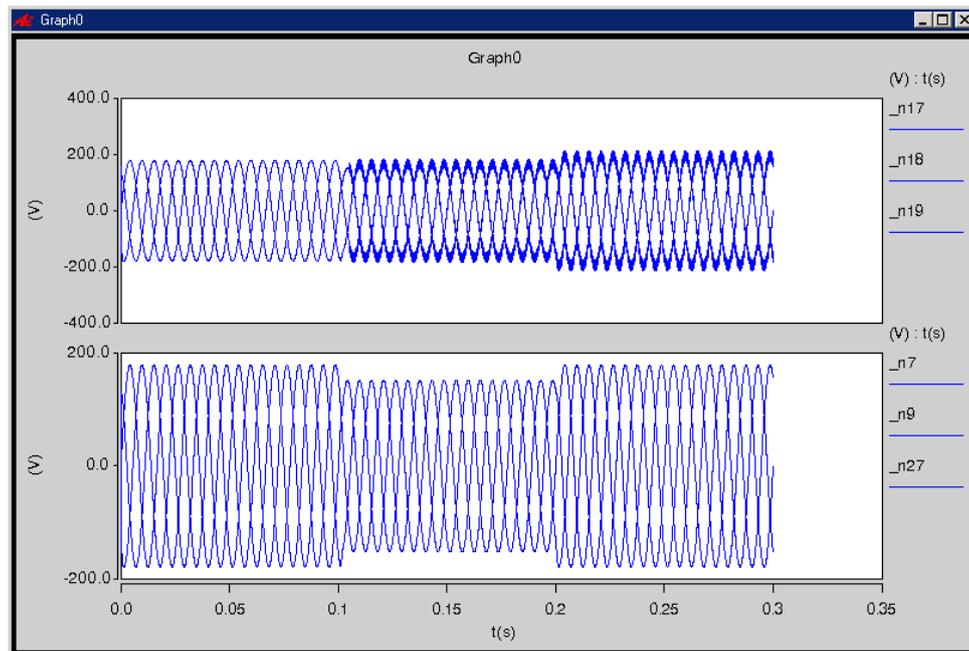


Figura 5.90. Todas las tensiones eléctricas en la misma región del stack.

Es posible observar que cuando ocurre el disturbio (la disminución de tensión eléctrica), se observa como la gráfica aparentemente se hace más gruesa, esto es debido a la tensión eléctrica inyectada, es posible hacer un zoom en el tiempo al arrastrar el ratón de la computadora sobre la escala del tiempo, haciendo un zoom en el tiempo en las gráficas al momento justo en donde ocurre el disturbio, la ventana se ve como en la Fig. 5.91.

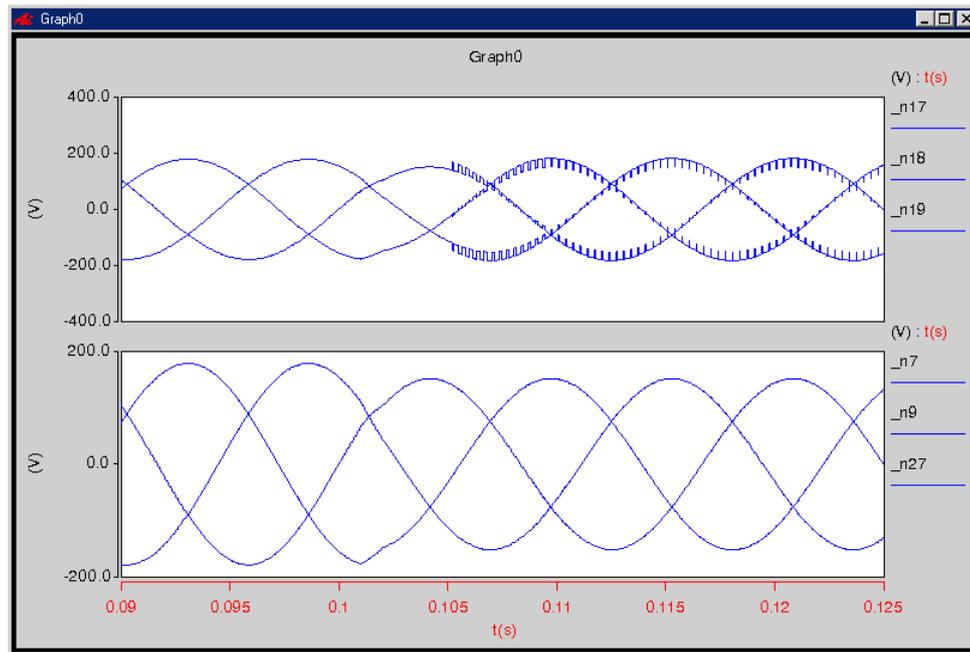


Figura 5.91. Zoom en el tiempo en las tensiones eléctricas de entrada y salida.

La Fig. 5.91 muestra a detalle lo que ocurre cuando la tensión eléctrica en la entrada (parte inferior de la ventana) disminuye, en ese momento el compensador comienza a inyectar una tensión eléctrica recortada que se suma con la tensión eléctrica de la entrada, la idea es que la componente fundamental de la tensión eléctrica en la carga se mantenga constante, esto es posible constatarlo si se observa la corriente en los inductores, para esto seleccionamos dichas corrientes, es importante mencionar que así como en el simulador se graban las tensiones eléctricas de todos los nodos con respecto del nodo de referencia también se guarda la corriente de todos los inductores. Quitando las tensiones eléctricas en la carga, lo cual se hace al seleccionar la gráfica (con su nombre del lado derecho) y oprimiendo el botón suprimir del teclado de la computadora. Y colocando las corrientes de los inductores de la carga, se observa la ventana tal como se ve en la Fig. 5.92. Se aprecia que la corriente de los inductores disminuye momentáneamente durante el

primer ciclo en el que el disturbio ocurre, pero que después de este corto periodo, se recupera y se mantiene prácticamente constante.

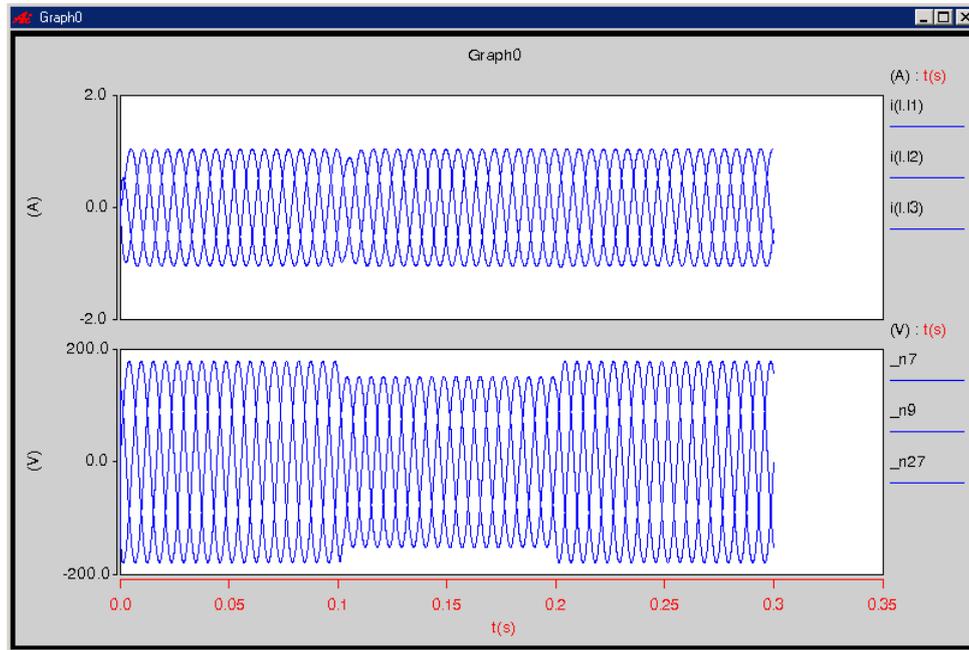


Figura 5.92. Corrientes en la carga y tensión eléctrica en la entrada de alimentación.

La Fig. 5.93 muestra las mismas gráficas solo que para una de las fases.

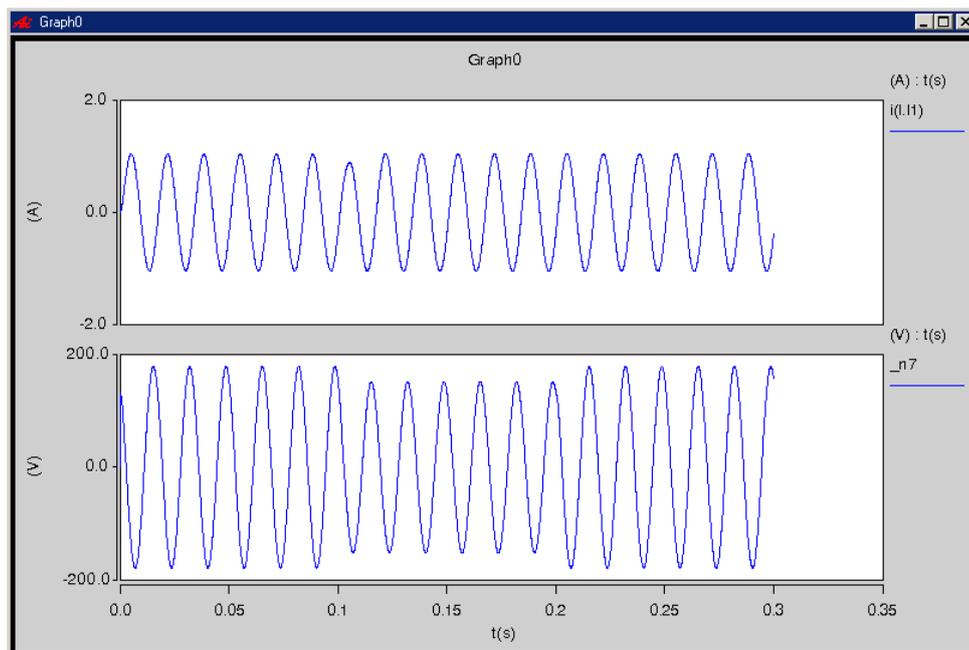


Figura 5.93. Corriente en el inductor y tensión eléctrica de entrada en la fase.

La Fig. 5.94 muestra las tensiones eléctricas de entrada al convertidor en la parte inferior y las señales medidas de la transformación de Clarke en la parte superior, en azul me ve la tensión eléctrica antes del compensador, en negro se observa la tensión eléctrica compensada, es posible ver como la tensión eléctrica compensada sufre una perturbación al inicio y a final del transitorio, en un principio la señal disminuye, posteriormente se reestablece, y al reestablecerse la tensión eléctrica de entrada la tensión eléctrica de salida sufre una pequeña sobretensión. Que posteriormente desaparece.

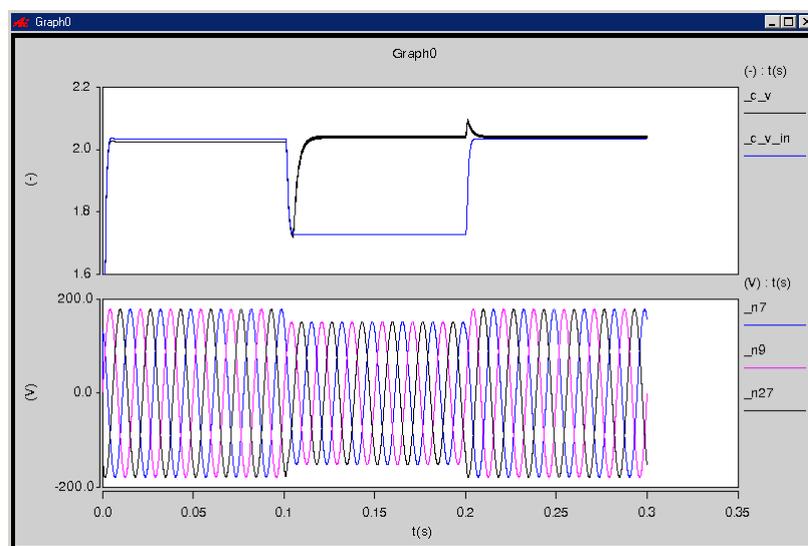


Figura 5.94. Tensiones eléctricas de entrada y señales medidas con la transformación de Clarke.

5.13. CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO.

En este capítulo se presentó la simulación paso a paso del regulador trifásico de tensión eléctrica con dos interruptores en el software de simulación Saber Sketch de la compañía Synopsys.

La simulación dio como resultado las gráficas de tensión eléctrica en donde se observa que la tensión eléctrica en la carga está regulada y que el funcionamiento teórico analizado en los capítulos anteriores es válido en la simulación del circuito.

Capítulo

6

Conclusiones y trabajos futuros

En este capítulo se dan las conclusiones y se describen algunos trabajos futuros relacionados con la regulación de tensión eléctrica trifásica para cargas sensibles.

6.1. CONCLUSIONES.

En este trabajo se analizó el regulador trifásico de tensión eléctrica que utiliza únicamente dos interruptores y dos transformadores dimensionados de acuerdo a la potencia de compensación máxima. Las principales ventajas de la topología estudiada son:

- (i) Alta confiabilidad debido al reducido número de interruptores, lo que además provee una etapa de potencia compacta.
- (ii) Control simple basado en señales de CD.

También se mostraron otras extensiones pertenecientes a la misma familia de compensadores.

La topología de regulador trifásico de tensión eléctrica analizada es controlada por PWM su pequeña etapa de conmutación basada únicamente en dos interruptores es más simple y barata en comparación con otras configuraciones disponibles que utilizan al menos cuatro interruptores.

La topología analizada es conveniente para la regulación de tensión eléctrica en los sistemas de distribución en estado estacionario y corrige las variaciones de tensión eléctrica como: Depresión de Tensión eléctrica (sags) y Parpadeo (flickers), especialmente diseñado para rechazar disminuciones de tensión causadas por arranques de grandes motores, el regulador propuesto a ser analizado no cuenta con elementos de almacenamiento de energía.

El control PWM es basado en una señal de corriente continua asíncrona de la red, siendo que la fase y frecuencia de las señales está en función del tensión eléctrica de entrada y el arreglo de transformadores, el sistema de control no necesita de lazo de amarre por fase "PLL" y no necesita resolver ecuaciones trigonométricas para su sincronización con la red, con lo que las perturbaciones de frecuencia y fase no afectan al PWM. Mientras

que el control se puede lograr con un controlador análogo o con un microcontrolador de bajo costo.

El análisis detallado se presenta con un regulador trifásico de tensión eléctrica de 220 V simulado en el software SaberSketch y se demuestra la validez del propósito.

6.2. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

La topología analizada en este trabajo de tesis es la más sencilla de toda una familia de posibilidades, utilizando transformadores con derivaciones (TAPs), es posible inyectar tensión eléctrica tanto positiva como negativa. La Fig. 6.1 muestra este ejemplo

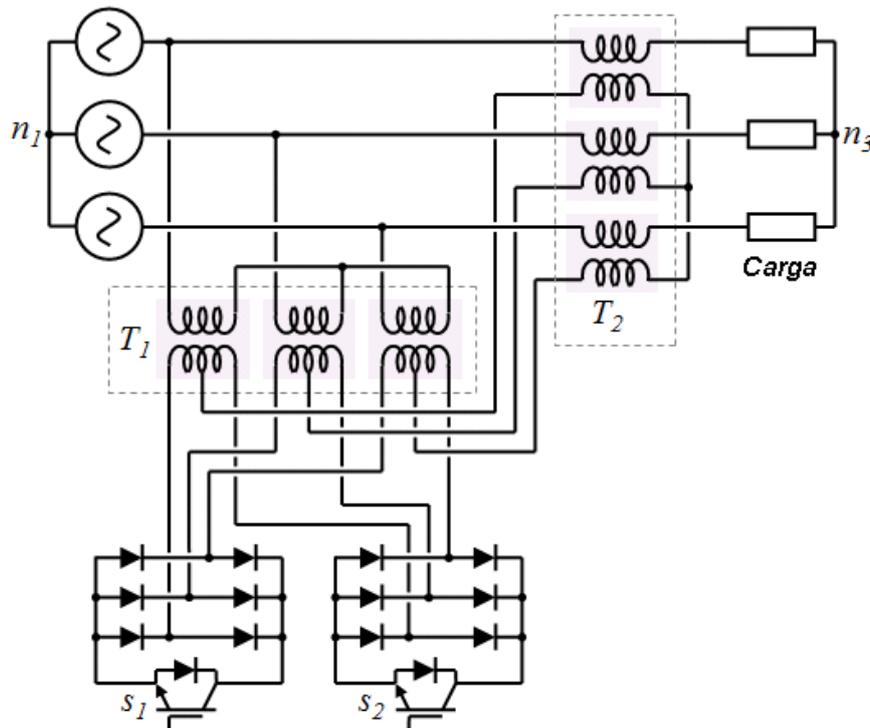


Figura 6.1. Configuración para la inyección de tensión eléctrica positiva y negativa.

Otra posibilidad es el uso de configuraciones multinivel tal como se muestra en la Fig. 6.2, en donde se utilizan tres interruptores, en este caso el controlador puede conmutar entre los interruptores s_1 y s_2 mientras mantiene abierto el interruptor s_3 , o puede conmutar entre los interruptores s_2 y s_3 mientras mantiene abierto el interruptor s_1 , dependiendo de la tensión eléctrica a compensar.

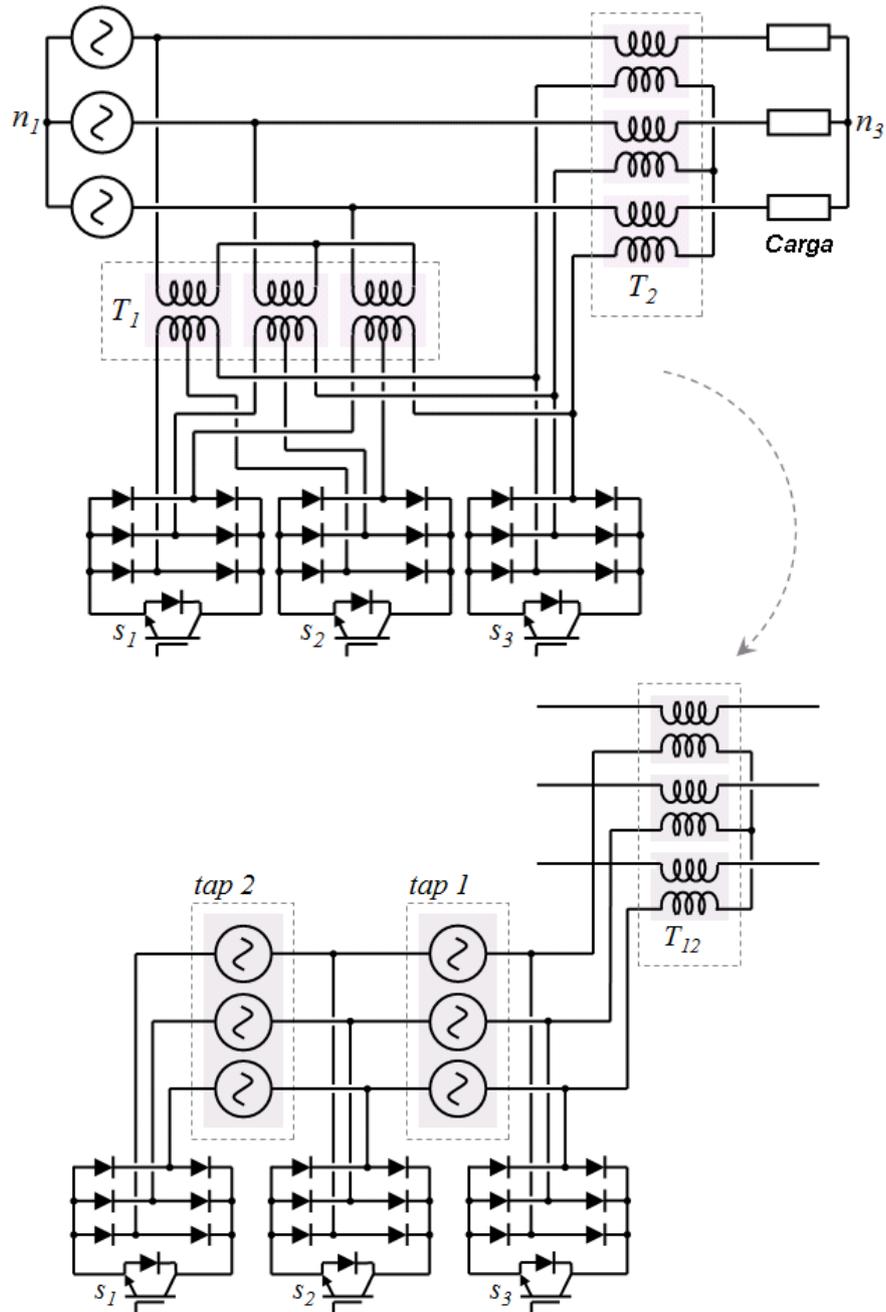


Figura 6.2. Configuración multinivel.

La Fig. 6.2 muestra además el circuito equivalente mediante la conexión de fuentes de tensión eléctrica en serie que representan las derivaciones del transformador, la decisión acerca de cual par de interruptores utilizar depende de la tensión eléctrica que se desea inyectar, por ejemplo si en la Fig. 6.2 cada derivación provee una tensión eléctrica de 50 V al transformador de inyección en serie, para inyectar una tensión eléctrica entre 0 V y 50 V el compensador debe de conmutar entre los interruptores s_2 y s_3 (s_1 debe de permanecer

abierto) y para inyectar en serie una tensión eléctrica entre 50 V y 100 V el compensador debe de conmutar entre s_1 y s_2 (mientras s_3 permanece abierto). La tensión eléctrica inyectada conmutará a menor tensión eléctrica reduciendo el dv/dt y las necesidades de filtrado.

6.3. PUBLICACIONES REALIZADAS.

La topología estudiada junto con el análisis y simulaciones realizadas se publicó en el congreso internacional *Energy Conversion Congress and Exposition*, el cual es uno de los congresos más importantes del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos *IEEE* (por sus siglas en inglés), el cual tuvo lugar en Atlanta Georgia, Estados Unidos, del 12 al 16 de Septiembre de 2010.

- [1] Rosas-Caro Julio C., Mancilla-David Fernando, Ramirez-Arredondo Juan M., Gonzalez-Lopez Juan M., Salas-Cabrera Ruben, Mar-Baron Samuel. “Two-Switches-Based AC-link Three-Phase Voltage Regulator” in Proc. 2010 IEEE *Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2010*, Atlanta Georgia, USA.

En esta publicación se tuvo la colaboración con diversos investigadores del área de la electrónica de potencia, los cuales son:

El Dr. Fernando Mancilla David, Catedrático en Investigador en Sistemas Eléctricos de Potencia y Electrónica de Potencia de la Universidad de Colorado en Denver, más información puede ser consultada en: <http://carbon.ucdenver.edu/~fmancill/>.

El Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo, Profesor Investigador del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional CINVESTAV, Unidad Guadalajara, miembro del Sistema Nacional de Investigadores Nivel 2, para más información <http://www.gdl.cinvestav.mx/jramirez/>.

El Dr. Juan Miguel González López, Profesor de la Universidad Tecnológica de Manzanillo, Colima México, para más información <http://www.utmanzanillo.net/>.