

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELÉCTRICA



**“Simulación de fenómenos electromagnéticos
conducidos en baja frecuencia aplicando
SPICE(Simulation Program With Integrated Circuit
Emphasis) y ATP(Alternative Transient Program)”**

PRESENTADO POR:

RICARDO ERNESTO CASTILLO FAJARDO

VICTOR LEONEL REYES ESPINAL

PARA OPTAR AL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

CIUDAD UNIVERSITARIA, JULIO DE 2009

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR :

MSc. RUFINO ANTONIO QUEZADA SÁNCHEZ

SECRETARIO GENERAL :

LIC. DOUGLAS VLADIMIR ALFARO CHÁVEZ

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO :

ING. MARIO ROBERTO NIETO LOVO

SECRETARIO :

ING. OSCAR EDUARDO MARROQUÍN HERNÁNDEZ

ESCUELA DE INGENIERIA ELÉCTRICA

DIRECTOR :

ING. JOSÉ WILBER CALDERÓN URRUTIA

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELÉCTRICA

Trabajo de Graduación previo a la opción al Grado de:

INGENIERO ELECTRICISTA

Título :

**“Simulación de fenómenos electromagnéticos
conducidos en baja frecuencia aplicando
SPICE(Simulation Program With Integrated Circuit
Emphasis) y ATP(Alternative Transient Program)”**

Presentado por :

RICARDO ERNESTO CASTILLO FAJARDO

VICTOR LEONEL REYES ESPINAL

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Director :

ING. LUIS ROBERTO CHÉVEZ PAZ

San Salvador, Julio de 2009

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Director :

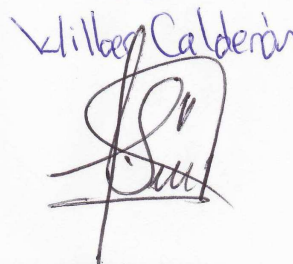
ING. LUIS ROBERTO CHÉVEZ PAZ

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 08 de Julio de 2009, en la Sala de Lectura, a las dieciocho horas, en presencia de las siguientes autoridades de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

1. Ing. José Wilber Calderón Urrutia
Director
2. Ing. Salvador de Jesús German
Secretario

Firma:



Y, con el Honorable Jurado de Evaluación integrado por las personas siguientes:

- 1- Ing. Mauricio Amílcar Ayala Arévalo
- 2- Ing. José Roberto Ramos

Firma:



Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de Graduación:

“Simulación de fenómenos electromagnéticos conducidos en baja frecuencia aplicando SPICE (Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis) y ATP (Alternative Transient Program)”

A cargo de los Bachilleres:

CASTILLO FAJARDO, RICARDO ERNESTO
REYES ESPINAL, VICTOR LEONEL

Habiendo obtenido el presente Trabajo una nota final, global de: 9.2

(nueve punto dos)

AGRADECIMIENTOS

Gracias mí Dios por llenar de sabiduría y salud mí ser y espíritu en este largo y difícil camino que he recorrido hasta alcanzar esta meta. Gracias también por haber respondido a mis oraciones en los momentos más apremiantes de mi formación, y sobre todo por haberme dotado de una maravillosa familia a la que amo tanto.

Agradezco a mi madre Yanet Fajardo por toda la paciencia, protección, esfuerzo, sacrificio, dedicación, apoyo y gracia que tuvo a lo largo de mi formación profesional desde que era un niño con muchos sueños y anhelos hasta esta etapa donde podemos regocijarnos de lo alcanzado. Gracias madre por ser mi mejor ejemplo en la vida, por tu amor y comprensión, por ser mi amiga y lo mas importante ser mi madre.

Gracias a mis hermanos Heidy y Eduardo por su apoyo incondicional, cariño y tolerancia mostrados en cada etapa recorrida. Agradezco a mis sobrinos André y Edgardo por llenar de felicidad mi vida.

Agradezco de forma especial a mi querida tía Sonia Jandres por su comprensión, consejos y cariño. También por haberse privado de muchas comodidades con el único y desinteresado fin de apoyarme en los momentos que más lo necesitaba.

Gracias a mis demás familiares por que en algún momento fueron un apoyo muy importante en la consecución de mis objetivos.

Agradezco a mis amigos por su lealtad, respecto, admiración y amistad que han mostrado siempre.

Agradezco al personal docente de la escuela de ingeniería eléctrica por haberme transmitido de manera eficiente los conocimientos y aptitudes necesarias para mi desempeño profesional. También al personal administrativo por la colaboración prestada en todos estos años.

Para finalizar quisiera agradecer a una persona que en estos últimos días ha sido muy especial en mi vida, mi amada Dalia, gracias por llenarme de amor, respeto, comprensión y por darle una nueva perspectiva a mi existencia.

Ricardo Castillo Fajardo.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por guiar mis caminos, fortalecer mi espíritu, reprender mis malos actos, enseñarme a amar, sostenerme en pie, bendecirme, confiar en mí y agradecerle por mi vida ya que nunca estuve solo.

Agradezco a Dios por haberme dado la oportunidad de haber culminado con éxito mi estudio universitario en la carrera de ingeniería eléctrica.

Agradezco a mis padres y hermanos ya que sin su comprensión, paciencia, confianza, tolerancia, cariño y amor que me brindaron durante este arduo camino nada de lo que es hoy sería realidad.

Agradezco a mi esposa Lydwina Villarreal y a mi hijo Arthur Leonel quienes además de su apoyo fueron los motores que me impulsaron a salir adelante venciendo cualquier adversidad que se presentó en mi camino.

Agradezco a todos mis amados familiares que me dieron su apoyo, sabiduría, consejos, recuerdos de gratas alegrías, amor y comprensión los cuales guardare con gran aprecio dentro de mi corazón.

Agradezco a todos mis profesores los cuales me brindaron su enseñanza, tolerancia, paciencia, amistad y confianza. Los cuales agregaron en mí el espíritu de lucha para que cada día tratara de superarme y convertirme así en una persona con preparación, determinación y principios morales.

Agradezco a todos mis queridos amigos que me brindaron su amistad sincera, cariño, confianza, tolerancia, palabras de apoyo. Con los cuales gracias a Dios pude compartir y disfrutar dejando de tras de nuestros caminos las huellas imborrables de los recuerdos perdurables que llevaremos dentro de nosotros por siempre.

Agradezco de forma especial a todos los que hoy no se encuentran en presencia terrenal conmigo y de los cuales guardo en mi corazón por su ayuda emocional y espiritual la cual me concedieron con sus enseñanzas y actitudes de humildad que reflejaron en sus vidas.

Agradecimientos finales a todos por haber formado parte de mi vida y convertirse en las luces de mi camino las cuales me guiaron a momentos de inimaginable felicidad.

Víctor Leonel Reyes.

PREFACIO

Durante los últimos años se ha consolidado el uso de herramientas de simulación basadas en computadoras para el análisis transitorio y análisis armónico en sistemas de potencia debido al gran avance tecnológico que este tipo de herramientas ha tenido. Esta área de investigación conocida tradicionalmente como Compatibilidad Electromagnética ha tomado cuerpo propio en el análisis de sistemas de potencia. El análisis y solución de los problemas atribuibles a fenómenos electromagnéticos conducidos en sistemas de potencia es una especialidad conocida como Power Quality en el ambiente IEEE.

Las cargas no lineales son las fuentes de emisión de armónicos en un sistema de energía eléctrica. El modelamiento de estas cargas requiere considerar la distorsión en la forma de onda para lograr una mejor descripción de la interacción con la red. Este aspecto no es llevado en cuenta en los modelos porcentuales que son habituales en el análisis armónico. En este documento se describen algunas de las principales metodologías de modelamiento de cargas no lineales, sus efectos y las soluciones adecuadas a ingeniería para resolver el problema que generan este tipo de cargas en las redes de distribución de energía eléctrica y en cargas vecinas o conectadas al mismo punto común de acoplo.

Los fenómenos electromagnéticos conducidos en sistemas de potencia tienen repercusiones económicas no despreciables para los usuarios finales de la energía eléctrica. En EE.UU. se estima que el costo del Power Quality oscila entre el 2% y el 3.5% de las ventas para el sector manufacturero. En nuestra región estos costos aún no han sido evaluados, pero sin duda existen.

Los fenómenos que provocan más problemas a los usuarios de energía eléctrica son normalmente los transitorios de voltaje, las disminuciones de corta duración (Sags en la terminología IEEE), y los armónicos. El análisis y solución de los problemas asociados requiere usualmente de una inspección con instrumentación dedicada y trabajo de análisis (también simulación) basado en los datos de la inspección y en los modelos del sistema. Este trabajo de graduación tiene por objeto iniciar una línea de investigación en el análisis y simulación de fenómenos electromagnéticos conducidos en sistemas de potencia aplicando versiones en computadora de EMTP conocida como ATP (Alternativa Transient Program) y SPICE(Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis)

RESUMEN

El contenido de este documento es el estudio realizado a diferentes fenómenos como los armónicos en sistemas monofásicos y trifásicos y los problemas de perturbaciones de carácter transitorio en sus diferentes modalidades, utilizando para tal estudio simuladores con una alta reputación en el ambiente de la ingeniería eléctrica y ramas afines.

El análisis de armónicos se realiza utilizando modelos que pueden ser simulados tanto en ATP (Alternative Transient Program) como en SPICE (Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis) por computadoras y que representan el funcionamiento de un determinado grupo de cargas que son alimentadas por la red de energía eléctrica y que tiene como objetivo principal ver de primera mano como el sistema de alimentación es contaminado por las diferentes cargas no lineales. El modelamiento de cargas no lineales ha tomado especial interés en los análisis de flujo de carga armónica, ya que se requieren técnicas de cálculo especializadas para determinar los armónicos inyectados por las cargas no lineales al sistema.

La electrónica de potencia puso a disposición de los hogares y las empresas productivas diversos equipos capaces de controlar el producto final: iluminación variable, velocidad ajustable, etc. Así, aproximadamente un 50% de la energía eléctrica pasa por un dispositivo de electrónica de potencia antes que ésta sea finalmente aprovechada.

Si bien existen diversos equipos cuyo consumo es no lineal, que van desde equipo de oficina y electrodomésticos hasta maquinaria de alto consumo de energía utilizada en la industria y que son de empleo masivo y, por tanto, las armónicas que inyectan han sido motivo continuo de análisis y normalización.

Para el análisis de sobretensiones en los sistemas de baja potencia se simuló algunas de las modalidades de los disturbios a los que se expone una red de energía eléctrica ya sea esta de transporte o distribución y se aplicaron coordinaciones de protecciones en cascada para instalaciones típicas de bajo voltaje tomando como normativa de referencia IEEE C62.41-1995.

En términos generales, el contenido de este documento es el resultado de la investigación realizada sobre algunos de los elementos de uso común en los sistemas de eléctricos para el acondicionamiento de potencia; así como las simulaciones necesarias para comprender su funcionamiento y aplicación según diversas técnicas.

Como ya se mencionó, se usa software especializado para la simulación del comportamiento de los sistemas eléctricos. Esto es beneficioso desde el punto de vista de los modelos de los elementos que los conforman, ya que de ésta manera, los códigos de los programas son menos complicados de lo que serían si fuera necesario escribir los modelos.

Los programas seleccionados ATP y SPICE cuentan con la facilidad suficiente en cuanto al uso de los modelos de dispositivos incluidos así como en la

personalización de éstos para necesidades específicas haciendo énfasis en que el ATP se prestaba más para el acondicionamiento de los elementos.

Lo antes expuesto concuerda con la orientación de éste trabajo; los modelos tienen que ver en cuanto a la exactitud de la simulación, pero no representan el énfasis del estudio; tal énfasis recae sobre la simulación de problemas representativos en sistemas eléctricos de potencia, como también sobre algunas de las soluciones propuestos a los problemas en cuestión; esto con el fin de obtener datos lo más cercanos posible a las respuestas de un sistema real ante dichas circunstancias. Con tales bases ha podido concluirse sobre los problemas y las soluciones más convenientes.

TABLA DE CONTENIDOS

LISTA DE TABLAS	vii
LISTA DE FIGURAS	ix
CAPITULO I	1
ARMONICOS EN SISTEMAS MONOFASICOS Y TRIFASICOS, Y DESEMPEÑO DE FILTROS.....	1
INTRODUCCIÓN	1
1.1 GENERALIDADES	2
1.2 FILOSOFIAS DE MODELADO DE LAS CARGAS	5
1.2.1 METODO DE ANALISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO	5
1.2.2 METODO DE ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA	5
1.2.3 METODO HIBRIDO.....	6
1.3 CASOS BAJO ESTUDIO	6
1.3.1 ARMONICOS EN SISTEMAS MONOFASICOS.....	7
1.3.1.1 CONVERTIDOR MONOFASICO DE 4 PULSOS	7
1.3.1.2 CONVERTIDOR MONOFASICO DE 4 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE INDUCTIVA 10	
1.3.1.3 CONVERTIDOR MONOFASICO DE 4 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE CAPACITIVA	16
1.3.1.4 MODELO MONOFASICO DE CARGA NO LINEAL OBTENIDA CON ANALISIS ESTADISTICO	20
1.3.2 ARMONICOS EN SISTEMAS TRIFASICOS	26
1.3.2.1 CONVERTIDOR TRIFASICO DE 6 PULSOS	26
1.3.2.2 CONVERTIDOR TRIFASICO DE 6 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE INDUCTIVA 27	
1.3.2.3 CONVERTIDOR TRIFASICO DE 6 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE CAPACITIVA	34
1.3.2.4 MODELO TRIFASICO DE CARGAS NO LINEALES OBTENIDO CON ANALISIS ESTADISTICO	39
1.3.3 DESEMPEÑO DE FILTROS DE ARMONICOS	48
1.3.3.1 DESEMPEÑO DE FILTROS DE ARMONICOS EN SISTEMAS MONOFASICOS	53
1.3.3.2 DESEMPEÑO DE FILTROS DE ARMONICOS EN SISTEMAS TRIFASICOS....	57
CONCLUSIONES DEL CAPITULO	62
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	63
CAPITULO II	65
COORDINACION DE PROTECCIONES CONTRA SOBREVOLTAJES EN BAJA TENSION .	65
2.1 GENERALIDADES	65
2.2 IEEE STD C62.41-1991 RECOMENDACIONES PRÁCTICAS SOBRE DISTURBIOS DEL VOLTAJE EN LINEAS DE BAJO VOLTAJE EN CIRCUITOS DE POTENCIA DE CORRIENTE ALTERNA	66
2.3 COORDINACIÓN DE SUPRESORES	70

2.4	SIMULACIÓN DE DISPOSITIVOS DE PROTECCIONES EN CASCADA EN SISTEMAS DE BAJO VOLTAJE	74
2.4.1	FUENTE DE EXCITACIÓN DE 3 kA CON CURVA 8/20 μ seg	74
2.4.2	RESULTADOS DE LA SIMULACION CON UNA FUENTE DE EXCITACIÓN ONDA OSCILANTE (RING WAVE) A 400A 0.5 μ seg - 100kHz	79
2.4.3	RESULTADOS OBTENIDOS DE LA SIMULACION CON UNA FUENTE DE EXITACION DE 220A CON ONDA 10/1000 μ seg	84
	CONCLUSIONES DEL CAPITULO	89
	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	90
	CAPITULO III	91
	SIMULACION DE LA MAQUINA GENERADORA DE IMPULSOS DE EIE	91
	INTRODUCCION	91
3.1	GENERALIDADES.....	92
	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	99
	CAPITULO IV	100
	EL FLICKER	100
	INTRODUCCIÓN	100
4.1	GENERALIDADES.....	101
4.1.1	ELEMENTOS PERTURBADORES	101
4.2	DEFINICIÓN TEÓRICA DE LA INCOMODIDAD, CUANTIFICACIÓN Y MEDIDA DEL FLICKER.....	102
4.3	ÍNDICES DE EVALUACION DEL FLICKER	102
4.4	MODELO MATEMÁTICO DE FLICKER	104
4.5	SIMULACION DEL FLICKER.....	106
	CONCLUSIONES DEL CAPITULO	109
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	110
	ANEXOS	113
	ANEXO A. GENERALIDADES DE LOS PROGAMAS ATP Y SPICE	113
	ANEXO B. CODIGOS DE LAS SIMULACIONES	121
	ANEXO C. USO DE MODELS PARA SIMULACION EN ATP	143

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1: Límites de distorsión armónica de la corriente de carga en media y baja tensión SIGET.....	4
Tabla 1.2: Valores ideales y típicos de componentes armónicas de corriente para un convertidor de 4 pulsos.....	8
Tabla 1.3: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente calculados a partir del circuito 1.	11
Tabla 1.4: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 1.	13
Tabla 1.5: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 1.	14
Tabla 1.6: Tasa de distorsión total de la corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 1.	15
Tabla 1.7: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados con los valores ideales y típicos a partir del circuito.....	15
Tabla 1.8: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 2.	18
Tabla 1.9: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente simulado a partir del circuito 2.	19
Tabla 1.10: Tasa de distorsión total de la corriente simulado a partir del circuito 2.	19
Tabla 1.11: Valores de amplitudes y ángulos de las armónicas del modelo.....	21
Tabla 1.12: Relación entre las secuencias y las armónicas, desplazamiento.	22
Tabla 1.13: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 3.	24
Tabla 1.14: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente simulado a partir del circuito 3.	24
Tabla 1.15: Tasa de distorsión total de la corriente simulado a partir del circuito 3.	25
Tabla 1.16: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones a partir del circuito 3.	25
Tabla 1.17: Valores ideales y típicos de componentes armónicas de corriente para un convertidor de 6 pulsos.....	26
Tabla 1.18: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente calculados a partir del circuito 4.	28
Tabla 1.19: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente de línea fase A simuladas a partir del circuito 4.	31
Tabla 1.20: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 4.	32
Tabla 1.21: Tasa de distorsión total de la corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 4.	32
Tabla 1.22: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados con los valores ideales y típicos a partir del circuito 4....	32
Tabla 1.23: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente de línea fase A simuladas a partir del circuito 5.	37

Tabla 1.24: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de la corriente de la fase A simulada a partir del circuito 5.....	38
Tabla 1.25: Tasa de distorsión total de la corriente simulado a partir del circuito 5.	38
Tabla 1.26: Valores de amplitudes y ángulos de las armónicas del modelo trifásico de cargas no lineales equipos de computo.	40
Tabla 1.27: Valores de amplitudes y ángulos de las armónicas del modelo trifásico de cargas no lineales equipos de iluminación.....	40
Tabla 1.28: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente de línea fase A simuladas a partir del circuito 6.	44
Tabla 1.29: Valores RMS de las componentes armónicas de la corriente através del neutro simuladas a partir del circuito 6.	44
Tabla 1.30: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente de línea simulado a partir del circuito 6.	47
Tabla 1.31: Tasa de distorsión total de la corriente de línea simulado a partir del circuito 6.....	47
Tabla 1.32: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones a partir del circuito 3.	48
Tabla 1.33: Valores de componentes calculados para la simulación del filtro del circuito 1.....	53
Tabla 1.34: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente sin filtrar y filtradas.	55
Tabla 1.35: THD de la corriente de línea sin filtro y con filtro de la Figura 1.38. ...	55
Tabla 1.36: Valores de componentes calculados para la simulación del filtro del circuito 1.....	58
Tabla 1.37: Valores RMS de las componentes armónicas de la corriente de línea sin filtrar y filtradas.	59
Tabla 1.38: THD de la corriente de línea sin filtro y con filtro de la Figura 1.55. ...	60
Tabla 2.1: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 3000A 8/20µseg con el simulador ATP.....	74
Tabla 2.2: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 3000A 8/20µseg con el simulador SPICE.....	75
Tabla 2.3: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 400A 0.5µseg - 100kHz con el simulador ATP.	79
Tabla 2.4: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 400A 0.5µseg - 100kHz con el simulador SPICE.	80
Tabla 2.5: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 220A 10/1000µseg con el simulador ATP.	85
Tabla 2.6: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 220A 10/1000µseg con el simulador SPICE.	85
Tabla 3.1: Características técnicas del generador de impulsos de la EIE.....	93

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Rectificador o convertidor monofásico de 4 pulsos.	8
Figura 1.2: Circuito 1 Convertidor monofásico de 4 pulsos con carga fuertemente inductiva simulado.	11
Figura 1.3: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en ATP para el circuito 1.	12
Figura 1.4: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en SPICE para el circuito 1.	12
Figura 1.5: componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 1.	13
Figura 1.6: Componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 1.	14
Figura 1.7: Circuito 2 Convertidor monofásico de 4 pulsos con carga fuertemente capacitiva simulado.	16
Figura 1.8: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en ATP para el circuito 2.	17
Figura 1.9: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en SPICE ara el circuito 2.	17
Figura 1.10: componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 2.	18
Figura 1.11: componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 2.	18
Figura 1.12: Equivalente Norton de las cargas no lineales (PC ´s y luminarias)..	20
Figura 1.13: Circuito 3 conexión esquemática a la red eléctrica de los equivalentes Norton.	21
Figura 1.14: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en ATP para el circuito 3.	22
Figura 1.15: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en SPICE para el circuito 3.	23
Figura 1.16: Componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 3.	23
Figura 1.17: Componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 3.	24
Figura 1.18: Circuito 4 Convertidor trifásico de 6 pulsos con carga fuertemente inductiva simulado.	27
Figura 1.19: Sistemas trifásico de voltajes línea a línea simulados para el análisis del circuito 4.	28
Figura 1.20: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en ATP para el circuito 4.	29
Figura 1.21: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en SPICE para el circuito 4.	29
Figura 1.22: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 4 en ATP.	30

Figura 1.23: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 4 en SPICE.	30
Figura 1.24: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 4.	31
Figura 1.25: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 4.	31
Figura 1.26: Característica del voltaje en el lado DC del circuito 4.	33
Figura 1.27: Circuito 5 Convertidor trifásico de 6 pulsos con carga fuertemente capacitiva simulado.	34
Figura 1.28: Sistemas trifásico de voltajes línea a línea simulados para el análisis del circuito 5.	35
Figura 1.29: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en ATP para el circuito 5.	35
Figura 1.30: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en SPICE para el circuito 5.	36
Figura 1.31: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 5 en ATP.	36
Figura 1.32: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 5 en SPICE.	37
Figura 1.33: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 5.	37
Figura 1.34: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 5.	38
Figura 1.35: Circuito 6 sistema trifásico de cargas no lineales.	39
Figura 1.36: Sistema de voltajes línea a neutro aplicado al circuito 6.	41
Figura 1.37: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en ATP para el circuito 6.	41
Figura 1.38: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en SPICE para el circuito 6.	42
Figura 1.39: Tendencia de la forma de onda de corriente que circula por el neutro simulada en ATP para el circuito 6.	42
Figura 1.40: Tendencia de la forma de onda de corriente que circula por el neutro simulada en SPICE para el circuito 6.	43
Figura 1.41: Tendencia de las formas de onda de corrientes de línea y neutro simuladas en ATP para el circuito 6.	43
Figura 1.42: Tendencia de las formas de onda de corrientes de línea y neutro simuladas en SPICE para el circuito 6.	44
Figura 1.43: Componentes de corriente armónicas de línea obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 6.	45
Figura 1.44: Componentes de corriente armónicas de línea obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 6.	45
Figura 1.45: Componentes armónicas de la corriente que circula por el neutro obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 6.	46
Figura 1.46: Componentes armónicas de la corriente que circula por el neutro obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 6.	46
Figura 1.47: Filtro pasivo serie.	49

Figura 1.48: Filtro pasivo paralelo o shunt.	50
Figura 1.49: Filtro pasivo sintonizado simple.	51
Figura 1.50: Circuito simulado para la eliminación de los armónicos 3, 5 y 7. ...	53
Figura 1.51: Corriente de fase luego de la filtración de armónicos en ATP.	54
Figura 1.52: Corriente de fase luego de la filtración de armónicos en SPICE. ...	54
Figura 1.53: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en ATP.	56
Figura 1.54: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en SPICE.	56
Figura 1.55: Circuito simulado para la eliminación de los armónicos 5 y 7.	57
Figura 1.56: Corrientes de línea luego de la filtración de armónicos en ATP. ...	58
Figura 1.57: Corrientes de línea luego de la filtración de armónicos en SPICE. .	59
Figura 1.58: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en ATP.	60
Figura 1.59: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en SPICE.	61
Figura 2.1: Categorías de ubicación de los supresores de sobrevoltajes según estándar IEEE-C62.41-1995.	70
Figura 2.2: Forma de onda normalizada para impulso de corriente de 8/20µseg.	71
Figura 2.3: Forma de onda normalizada Ring Wave 0.5µseg-100kHz.	72
Figura 2.4: Forma de onda normalizada para impulso de corriente de 10/1000µseg.	73
Figura 2.5: Diagrama del circuito para la simulación.	73
Figura 2.6: Grafica de voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.	75
Figura 2.7: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.	76
Figura 2.8: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.	76
Figura 2.9: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.	77
Figura 2.10: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.	77
Figura 2.11: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.	78
Figura 2.12: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.	78

Figura 2.13: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.....	79
Figura 2.14: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.	80
Figura 2.15: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.....	81
Figura 2.16: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.	81
Figura 2.17: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.	82
Figura 2.18: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz	82
Figura 2.19: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.	83
Figura 2.20: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.	83
Figura 2.21: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.	84
Figura 2.22: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000µseg.....	86
Figura 2.23: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000µseg.....	86
Figura 2.24: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000µseg.....	87
Figura 2.25: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000µseg.....	87
Figura 2.26: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V utilizando una fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000µseg.....	88
Figura 2.27: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V utilizando una fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000µseg.....	88

Figura 2.28: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor coordinación Alto-Bajo 250-130V utilizando una fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000µseg.	89
Figura 3.1: Generador de impulsos tipo rayo de la EIE.	94
Figura 3.2: Circuito de la maquina generadora de pulsos simulado en ATP.	95
Figura 3.3: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 100 kV 1.2/50µseg. simulación realizada en ATP.	96
Figura 3.4: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 100 kV 1.2/50µseg. simulación realizada en SPICE.	96
Figura 3.5: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 100 kV 1.2/50µseg.	97
Figura 3.6: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 180kv 1.2/50µseg. simulación realizada en ATP.	97
Figura 3.8: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 180kv 1.2/50µseg.	98
Figura 4.1: Representación del flicker Sinusoidal $\omega_m = 2.\pi.8.8$ rad/s	105
Figura 4.2: Representación del Flicker Rectangular $\omega_m = 2.\pi.8.8$ rad/s	105
Figura 4.3: Curva de Perceptibilidad del flicker.	106
Figura 4.5: Red eléctrica para simular flicker producido por un arco eléctrico.	108
Figura 4.6: Flicker producido por la variación de la longitud del arco eléctrico.	108

CAPITULO I

ARMONICOS EN SISTEMAS MONOFASICOS Y TRIFASICOS, Y DESEMPEÑO DE FILTROS

INTRODUCCIÓN

El incremento significativo en los últimos años de la cantidad de cargas no lineales en los sistemas eléctricos de potencia debido al uso cada vez más generalizado y creciente de equipos construidos con dispositivos electrónicos, ha tenido como resultado efectos indeseables en el suministro de corriente y voltaje producto de la distorsión armónica originada por dichas cargas [1].

En la actualidad el estudio de los efectos causados por los armónicos, su detección, predicción y mitigación constituyen los campos principales del análisis digital de dicho fenómeno, los que permiten hacer una evaluación y diagnóstico de la calidad de la energía. La detección determina y procesa en tiempo real la información del contenido armónico monitoreado en la red, mediante modelos analíticos implementados para simulación digital se pretende predecir la distorsión armónica, finalmente se diseñan y verifican técnicas de mitigación apropiadas.

El presente capítulo de este trabajo de investigación, centra su atención en el estudio de los efectos generados en la red eléctrica (a nivel de baja tensión) por el empleo de convertidores de corriente AC/DC (que es una de las categorías de cargas no lineales). Dicha carga a pesar de ser alimentada con una tensión sinusoidal adsorben una intensidad no sinusoidal, pudiendo estar esta desfasada un ángulo φ respecto a la tensión. Como punto inicial se incluye una descripción general de los armónicos, su característica de representación, principales categorías de cargas generadoras, un breve vistazo a los principales parámetros técnicos utilizados en su análisis. Se mencionan también los límites establecidos en la normativa vigente en El Salvador para la distorsión armónica de corriente. Posteriormente se presenta un resumen de las filosofías de modelado de cargas no lineales para la simulación de sistemas con presencia de armónicos. A continuación desarrolla la simulación de los casos bajo estudio y una breve explicación de los modelos simulados. El capítulo finaliza con las conclusiones respectivas derivadas de la investigación para esta sección.

1.1 GENERALIDADES

Los armónicos son distorsiones o deformaciones de las ondas de tensión y/o corrientes de los sistemas eléctricos, originados debido a fenómenos transitorios o a condiciones de operación permanente de ciertos equipos y pueden ser definidos como “componentes sinusoidales de un onda periódica o cantidad las cuales tienen una frecuencia que es un múltiplo entero de una frecuencia fundamental” [2]. En términos de parámetros eléctricos, el voltaje armónico y la corriente armónica pueden ser representados mediante el empleo de series de Fourier de la siguiente manera [7]:

$$\text{Ecuación (1.1)} \quad v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \text{sen}(2\pi f_h t + \alpha_h^\circ)$$

$$\text{Ecuación (1.2)} \quad i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(2\pi f_h t + \beta_h^\circ)$$

La presencia de armónicos en las redes de potencia eléctrica se debe principalmente al uso de cargas con impedancias no lineales, a materiales ferromagnéticos en máquinas eléctricas, a operaciones de conmutación en subestaciones y al empleo de equipos que necesiten realizar conmutaciones en su operación normal. La aparición de estas corrientes y/o tensiones armónicas crean serios problemas en las instalaciones eléctricas entre los cuales pueden mencionarse: el aumento de pérdidas en la potencia activa de algunos equipos, sobretensiones en los condensadores, errores de medición y mal funcionamiento de las protecciones, daños en los aislamientos, deterioro en los dieléctricos, disminución en la vida útil de los equipos entre otros [2], el grado de tolerancia de las armónicas es determinado por la susceptibilidad de las cargas o de la fuente de potencia [6].

Dentro de las principales categorías de equipos fuentes de armónicos pueden mencionarse:

1. Convertidores electrónicos de potencia: equipos de computación, control de luminarias, UPS, variadores estáticos de velocidad, PLC's, control de motores, televisores, microondas, fax, fotocopiadoras, impresoras, etc.
2. Equipos con arqueo de electricidad: hornos de fundición, balastos electrónicos, equipos de soldadura eléctrica, sistemas de tracción eléctrica.
3. Equipos ferromagnéticos: transformadores operando cerca del nivel de saturación, balastos magnéticos.

Debido a la complejidad de las causas y problemas asociados con los armónicos, diversos grupos de investigación han planteado una gran cantidad de modelos matemáticos para entender mejor el fenómeno pero aun no se han establecido

modelos definitivos. Uno de estos modelos emplea el análisis de Fourier para representar componentes de tensiones y corrientes armónicas individuales que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, calculando el efecto particular para luego obtener el efecto general en la red. En el análisis digital para el modelamiento de cargas no lineales se requieren técnicas de cálculo especializadas para determinar el nivel de armónicos inyectados en el sistema, de tal manera que no se comprometa el tiempo de cálculo y la convergencia. Las filosofías de modelamiento empleadas en este trabajo son presentadas mas adelante.

En el estudio de los armónicos, uno de los parámetros técnicos mas utilizados para calcular los niveles de armónicos es la tasa de distorsión armónica (THD), la cual mide la cantidad de armónicos que las cargas introducen a la red como razón de la componente fundamental. El contenido de distorsión armónica de tensión y corriente total e individual esta definido como [7]:

Distorsión total

$$\text{Ecuación (1.3)} \quad THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{hrms}^2}}{V_{1rms}} \times 100\%$$

$$\text{Ecuación (1.4)} \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{hrms}^2}}{I_{1rms}} \times 100\%$$

Distorsión individual

$$\text{Ecuación (1.5)} \quad THD_{V_IND} = \frac{V_{hrms}}{V_{1rms}} \times 100\%$$

$$\text{Ecuación (1.6)} \quad THD_{I_IND} = \frac{I_{hrms}}{I_{1rms}} \times 100\%$$

En El Salvador, con la puesta en vigencia de la Norma de Calidad del Servicio de los sistemas de distribución por parte de la Superintendencia General de Electricidad y Telecomunicaciones (SIGET), se establecieron límites de distorsión armónica con la cual se pretende regular los índices e indicadores de referencia para calificar la calidad de la energía eléctrica suministrada en la red de distribución [8] según se describe en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1: Limites de distorsión armónica de la corriente de carga en media y baja tensión SIGET.

ORDEN DEL ARMONICO (h)	CARGAS ≤ 10 kW y ≤ 600 V	CARGAS ≥ 10 kW y $600 < V \leq 115$ kV
	INTENSIDAD AMONICA MAXIMA (A)	TASA DE DISTORSIÓN INDIVIDUAL %THDI
Impares (no múltiplos de 3)		
5	2.28	12.0
7	1.54	8.5
11	0.66	4.3
13	0.42	3.0
17	0.26	2.7
19	0.24	1.9
23	0.20	1.6
25	0.18	1.6
>25	4.5/n	0.2+0.8*25/h
Impares (múltiplos de 3)		
3	4.60	5.0
9	0.80	1.5
15	0.30	0.3
21	0.21	0.4
≥ 21	4.5/n	0.3
Pares		
2	2.16	10.0
4	0.86	2.5
6	0.60	1.0
8	0.46	0.8
10	0.37	0.8
12	0.31	0.4
>12	3.68/n	0.3
DISTORISON TOTAL %THDI	---	20.0

Con base a los datos de la tabla anterior se pretende realizar un análisis a algunos de los casos bajo estudio en el presente trabajo con el objetivo de luego determinar si es requerido el método de mitigación mas apropiado mediante la aplicación de filtros pasivos y verificarlo mediante la simulación.

1.2 FILOSOFIAS DE MODELADO DE LAS CARGAS

La modelización de las cargas no lineales para efectos de simulación [1, 4] puede realizarse utilizando herramientas como las proporcionadas por los métodos de análisis en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia y el método híbrido, a continuación se describe brevemente la filosofía de cada método.

1.2.1 METODO DE ANALISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Consiste en representar mediante ecuaciones diferenciales el comportamiento dinámico de los elementos interconectados en el sistema de potencia bajo estudio [1], siendo dos de las soluciones más empleadas la simulación por variables de estado y el análisis nodal (el cual emplea equivalentes Norton).

Las soluciones por variables de estado han sido extensivamente utilizadas en la simulación de circuitos electrónicos, sin embargo el análisis nodal por ser más eficiente se ha vuelto popular en el desarrollo de simulaciones para transitorios electromagnéticos dentro de sistemas eléctricos de potencia [1]. Ambas soluciones se basan en la resolución del transitorio de las cargas bajo estudio hasta alcanzar el régimen de estado estable aplicando posteriormente la transformada rápida de Fourier (FFT), y son empleadas para el análisis armónico iterativo (IHA) [4]. Programas como ATP y SPICE son ampliamente utilizados para resolver modelos creados a partir de componentes eléctricos, en los cuales las soluciones son obtenidas auxiliándose de técnicas de integración numérica (como el método de la regla trapezoidal).

Debido a que el método de análisis en el dominio del tiempo requiere una gran cantidad de cálculos incluso en sistemas relativamente pequeños, algunas técnicas de aceleración han sido propuestas para incrementar la velocidad de las soluciones hasta alcanzar el estado estable. Sin embargo presenta dificultades para modelar componentes cuya distribución de parámetros sea dependiente de la frecuencia [1].

1.2.2 METODO DE ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Lo más sencillo del dominio de la frecuencia es que provee una solución directa del efecto de la inyección de los armónicos individuales (o frecuencias) a través del sistema, sin considerar la interacción armónica entre la red y los componentes no lineales [1].

El más común de los modelos utilizados involucran el análisis monofásico, es decir una fuente monofásica de armónicos y una solución directa. La fuente fundamental de voltajes trifásicos en su punto común de acoplamiento (neutro)

dentro de límites bien equilibrados, y bajo esas condiciones el estudio de flujo de carga es normalmente llevado a cabo por la asunción de redes equilibradas en cada una de sus fases. La misma asunción se hace a menudo para las frecuencias armónicas, aunque ahí no hay garantías específicas de simetría armónica.

Las corrientes armónicas producidas por las cargas no lineales son a menudo conocidas, o calculadas exactamente para una condición de operación base derivada de la solución del flujo de carga de la red completa. Esos niveles de armónicos se mantienen invariantes durante la solución. Así es, que la no linealidad es representada como una fuente de corriente constante de inyección de armónicos, y hace que una solución sea posible.

En ausencia de cualquier otra carga considerable de distorsión en la red, el efecto de una fuente armónica dada es a menudo determinado con la ayuda de impedancias equivalentes de armónicos. El concepto de fuente simple es todavía extensamente utilizado como el medio para determinar niveles de voltajes armónicos en el neutro y para diseños de filtros.

1.2.3 METODO HIBRIDO

Las ventajas esenciales de los métodos en dominios del tiempo y la frecuencia se utilizan en la metodología híbrida, en donde los componentes del sistema de potencia se representan directamente en sus marcos de referencia naturales. Es decir, los lineales en el dominio de la frecuencia y los no lineales y variantes en el tiempo en el dominio del tiempo, aplicando en estos últimos las técnicas de aceleración al Ciclo Limite para la eficiente determinación de su estado estacionario periódico. Los voltajes V en los nodos de carga en que los componentes no lineales se encuentran conectados se obtienen iterativamente. Partiendo de valores estimados de V se calculan las corrientes I_L de la parte lineal para cada armónico h . Para la parte no lineal, V se considera en el dominio del tiempo como la función periódica $v(t)$ para obtener $i(t)$, la cual es transformada a I_N en el dominio de la frecuencia. En convergencia $\Delta I = I_L + I_N$ tiende a cero.

1.3 CASOS BAJO ESTUDIO

Como parte de los alcances planteados en el perfil del presente trabajo, se estableció el desarrollo funcional de simulaciones para las siguientes categorías de fenómenos:

- 1 Armónicos en sistema monofásicos.
- 2 Armónicos en sistemas trifásicos.
- 3 Desempeño de filtros para armónicos en sistemas monofásicos.
- 4 Desempeño de filtros para armónicos en sistemas trifásicos

Para lograr la realización de tales alcances fue centrada la atención en los convertidores eléctricos de potencia (4 y 6 pulsos) y su impacto en la red de distribución a nivel de tableros principales en baja tensión mediante la simulación de circuitos eléctricos para ambas categorías, empleando los programas ATP y SPICE en las versiones previamente mencionadas. También fueron realizadas simulaciones con modelos de cargas no lineales (que se describen mas adelante) obtenidas con análisis estadístico de mediciones realizadas en anteriores trabajos de investigación [9]. Finalmente para evaluar el desempeño de los filtros de armónicos, se emplean algunas de las cargas estudiadas en las categorías 1 y 2.

Es de mencionar que todas las simulaciones fueron realizadas considerando régimen de operación sinusoidal permanente.

1.3.1 ARMONICOS EN SISTEMAS MONOFASICOS

El estudio de los armónicos en sistemas monofásicos fue desarrollado en este trabajo de investigación para dos categorías de cargas: los convertidores monofásicos AC/DC de 4 pulsos utilizando conmutadores no controlados con cargas fuertemente inductivas y fuertemente capacitivas; y la implementación de modelos monofásicos de cargas no lineales obtenidas con análisis estadístico de mediciones efectuadas.

1.3.1.1 CONVERTIDOR MONOFASICO DE 4 PULSOS

Los rectificadores o convertidores de corriente se caracterizan por transformar la corriente alterna en continua. De esta manera permiten la conversión directa desde un circuito alimentado con voltaje alterno, poder alimentar a la carga con corriente continua. Los rectificadores no controlados están formados exclusivamente por diodos, no necesitando circuitos de mando, por lo que los diodos conmutan de manera natural forzados por la fuente de alimentación.

Para entender como funciona un rectificador bastan con poner atención en dos aspectos:

1. Los conjuntos de diodos o conmutadores.
2. La forma como están conectados los elementos conmutadores: el tipo de montaje.

Con base al tipo de montaje, los armónicos característicos producidos por equipos convertidores semiconductores en el curso de su operación normal, pueden calcularse empleando la siguiente formula:

$$\text{Ecuación (1.7)} \quad h = pn \pm 1$$

Donde: p es el número de pulsos del convertidor y n es un número entero cualquiera.

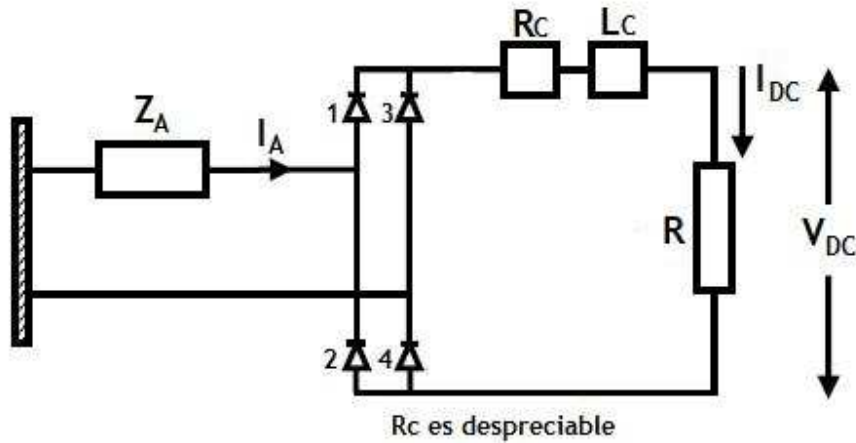


Figura 1.1: Rectificador o convertidor monofásico de 4 pulsos.

Basándose en la ecuación (1.7) para un convertidor de 4 pulsos como el que se ilustra en la Figura 1.1, se tienen armónicos característicos en el orden: 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19,... etc.

Para el caso ideal, las magnitudes de las corrientes armónicas inyectadas por el convertidor decrecen de acuerdo a la regla $1/h$, en la Tabla 1.2 se muestran los valores ideales y típicos (obtenido en base a experimentación) de componentes armónicas de corrientes (en por unidad de la componente fundamental) para un convertidor monofásico de 4 pulsos [10], hasta el armónico 19.

Tabla 1.2: Valores ideales y típicos de componentes armónicas de corriente para un convertidor de 4 pulsos.

ARMONICO	3	5	7	9	11	13	15	17	19
IDEAL	0.333	0.200	0.143	0.111	0.091	0.077	0.067	0.059	0.053
TIPICO	0.297	0.175	0.111	0.073	0.045	0.029	0.021	0.015	0.010

La Tabla 1.2 puede utilizarse para estimar teóricamente los valores de las componentes de la corriente de línea originadas por el rectificador basándose en la expresión:

$$\text{Ecuación (1.8)} \quad I_h = I_1 \times (I_{IDEAL} \text{ o } I_{TIPICO})$$

Donde I_1 representa el valor de la componente fundamental el cual puede estar expresado en valores pico o RMS.

También puede calcularse directamente

$$\text{Ecuación (1.9)} \quad I_{sh} = \begin{cases} 0, (h \text{ par}) \\ \frac{I_{s1}}{h}, (h \text{ impar}) \end{cases}$$

Donde I_{s1} es la componente fundamental de la corriente de línea y h el número de armónico. En convertidores de 4 pulsos donde la carga es fuertemente inductiva la componente fundamental de corriente puede calcularse con la siguiente ecuación:

$$\text{Ecuación (1.10)} \quad I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \approx 0.9I_d$$

I_d representa la corriente en el lado DC del convertidor y se calcula con:

$$\text{Ecuación (1.11)} \quad I_{d0} = I_d \quad \text{Ecuación (1.12)} \quad V_{d0} = 0.9V_s$$

Donde V_s representa el voltaje línea a neutro del sistema el cual puede estar expresado en valores pico o RMS.

Lo anterior es válido únicamente si la característica del voltaje en el lado DC tiende a ser completamente constante, las ecuaciones (1.9) a (1.12) fueron obtenidas con base a las referencias [11, 12].

Un parámetro importante para el análisis de la calidad de la energía, es la potencia a través del rectificador, cuyo objetivo es convertir con la mayor eficiencia posible la potencia promedio tomada de la red en potencia constante para la carga, es decir:

$$\text{Ecuación (1.13)} \quad P_{AC} = P_{DC}$$

Lo anterior es válido considerando el hecho que el convertidor no disipa energía.

Debido a que la corriente en el convertidor es de naturaleza no senoidal, para el cálculo de la potencia (activa y reactiva) debe considerarse el efecto de todas las armónicas generadas, tomando ventaja del hecho que los productos de voltaje y corriente de frecuencias diferentes tiene un promedio de tiempo igual a cero y que solo interesan aquellos productos con igual frecuencia [7].

En base a lo anterior y evaluando sobre un número entero de ciclos con valores RMS la potencia promedio para un sistema monofásico donde h es el número de armónica y H la armónica más alta la potencia activa esta dada por:

$$\text{Ecuación (1.14)} \quad P = \sum_{h=1}^H V_h I_h \cos(\alpha_h - \beta_h)$$

La potencia reactiva esta dada por:

$$\text{Ecuación (1.15)} \quad Q = \sum_{h=1}^H V_h I_h \text{sen}(\alpha_h - \beta_h)$$

Para sistemas polifásicos donde r es la identificación de la fase y N el número de conductores incluyendo el neutro, la expresión para la potencia activa tomo la forma:

$$\text{Ecuación (1.16)} \quad P = \sum_{r=1}^{N-1} \sum_{h=1}^H V_{rh} I_{rh} \cos(\alpha_{rh} - \beta_{rh})$$

Y para la potencia reactiva:

$$\text{Ecuación (1.17)} \quad Q = \sum_{r=1}^{N-1} \sum_{h=1}^H V_{rh} I_{rh} \text{sen}(\alpha_{rh} - \beta_{rh})$$

La potencia aparente para un circuito monofásico puede calcularse a partir de los valores RMS de voltaje y corriente considerando el efecto de las armónicas [7]:

$$\text{Ecuación (1.18)} \quad U = V_{rms} I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{hrms}^2} \times \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{hrms}^2}$$

Por lo que el factor de potencia se calcula:

$$\text{Ecuación (1.19)} \quad FP = \frac{P}{U}$$

1.3.1.2 CONVERTIDOR MONOFASICO DE 4 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE INDUCTIVA

Denominadas así debido a que el elemento de almacenamiento de energía en el lado DC del convertidor para este caso el inductor es predominante. La fuente de tensión del sistema simulado tiene un valor de 120V RMS (el cual es uno de los niveles de voltaje en distribución utilizados en El Salvador) con impedancias equivalentes del transformador de 300 Ω y 1 mH.

Para efecto de validar los resultados de la simulación y verificar cual de los programas se encuentra más próximo a los valores teórico y típico estimados de

corrientes para el caso bajo estudio se realizaron cálculos basados en la Tabla 1.2 y la ecuación (1.8), a continuación se ilustra en la Figura 1.2 el circuito denominado 1.

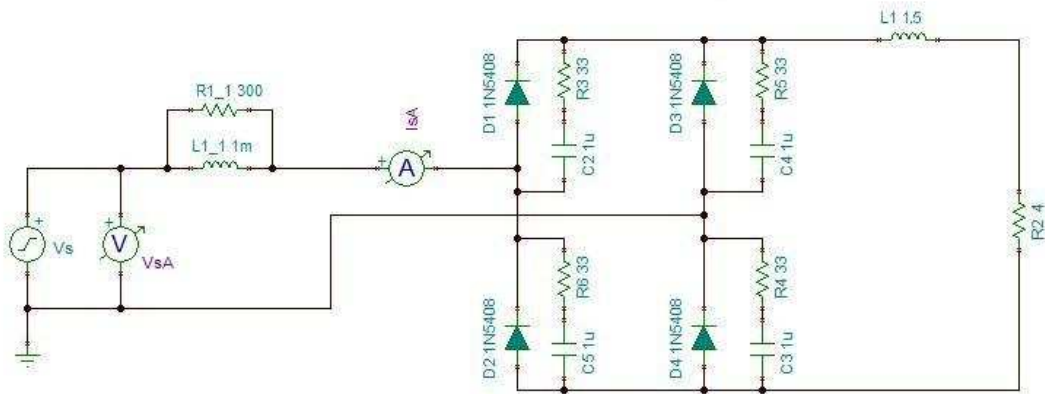


Figura 1.2: Circuito 1 Convertidor monofásico de 4 pulsos con carga fuertemente inductiva simulado.

Puede identificarse claramente de la Figura 1.2 que en el lado DC el componente inductivo presenta un valor alto (1.5 H) con una carga resistiva de 4 Ω, dichos parámetros son necesarios para calcular la corriente DC (ecuación 1.11) por medio de:

$$\text{Ecuación (1.20)} \quad I_{d0} = \frac{V_{d0}}{R}$$

Donde la inductancia en el lado DC se ha omitido en la ecuación (1.20) debido a que por esta circula corriente constante y sería un error incluirla.

Utilizando las ecuaciones (1.12) y (1.20) fue calculada la corriente DC I_{dc} obteniendo un valor de 27 A. Luego se calculo la componente fundamental con base a la ecuación (1.10) para posteriormente realizar el cálculo de los valores teóricos y típicos de las componentes obtenidas mediante el empleo de la ecuación (1.8) y los valores mostrados en la Tabla 1.2., los cuales son presentados a continuación:

Tabla 1.3: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente calculados a partir del circuito 1.

ARMONICO	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
IDEAL	24.3	8.09	4.86	3.47	2.69	2.21	1.87	1.62	1.43	1.29
TIPICO	24.3	7.21	4.25	2.69	1.77	1.09	0.70	0.51	0.36	0.24

Las Figuras 1.3 y 1.4 ilustran las tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente obtenidos de la simulación del circuito 1 para ATP y SPICE respectivamente.

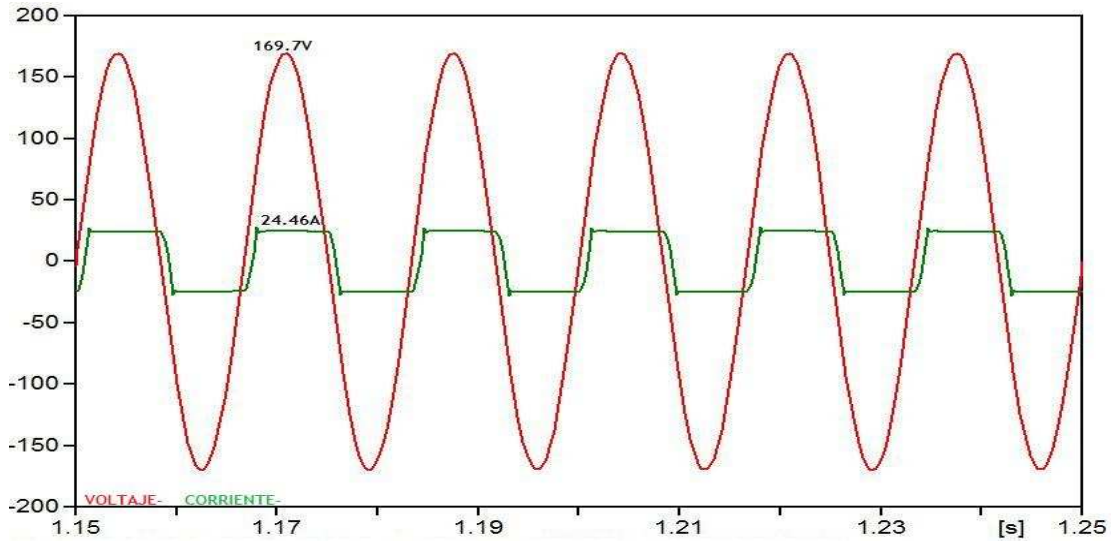


Figura 1.3: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en ATP para el circuito 1.

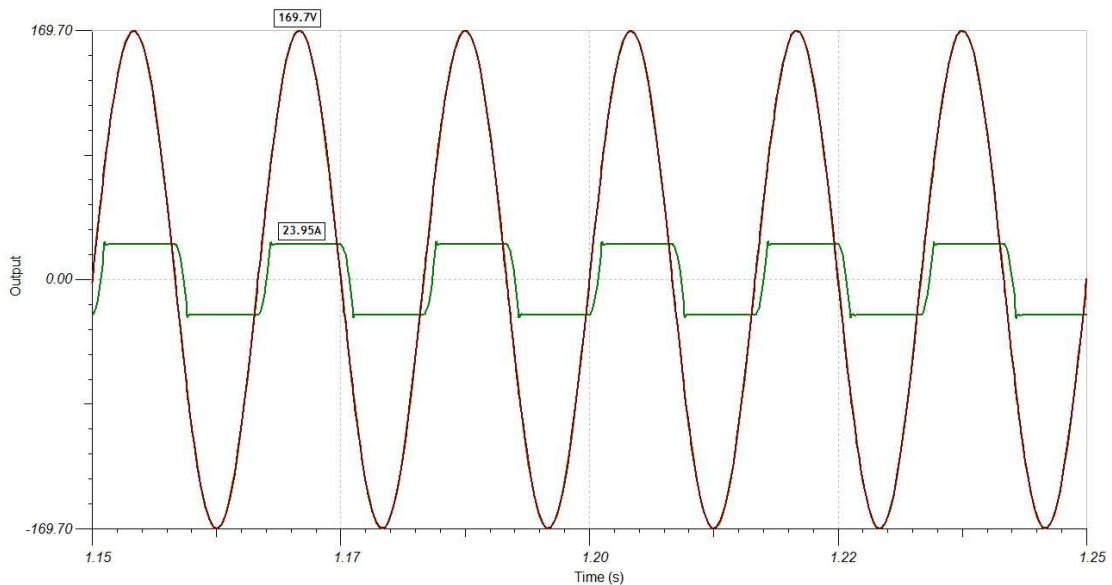


Figura 1.4: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en SPICE para el circuito 1.

La Tabla 1.4 presenta los valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 1.

Tabla 1.4: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 1.

ARMONICO	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
ATP	22	6.98	3.79	2.33	1.47	0.93	0.59	0.40	0.31	0.28
SPICE	21.54	6.82	3.71	2.27	1.44	0.90	0.56	0.37	0.29	0.27

Las Figuras 1.5 y 1.6 ilustran las componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación del circuito 1 para ATP y SPICE respectivamente.

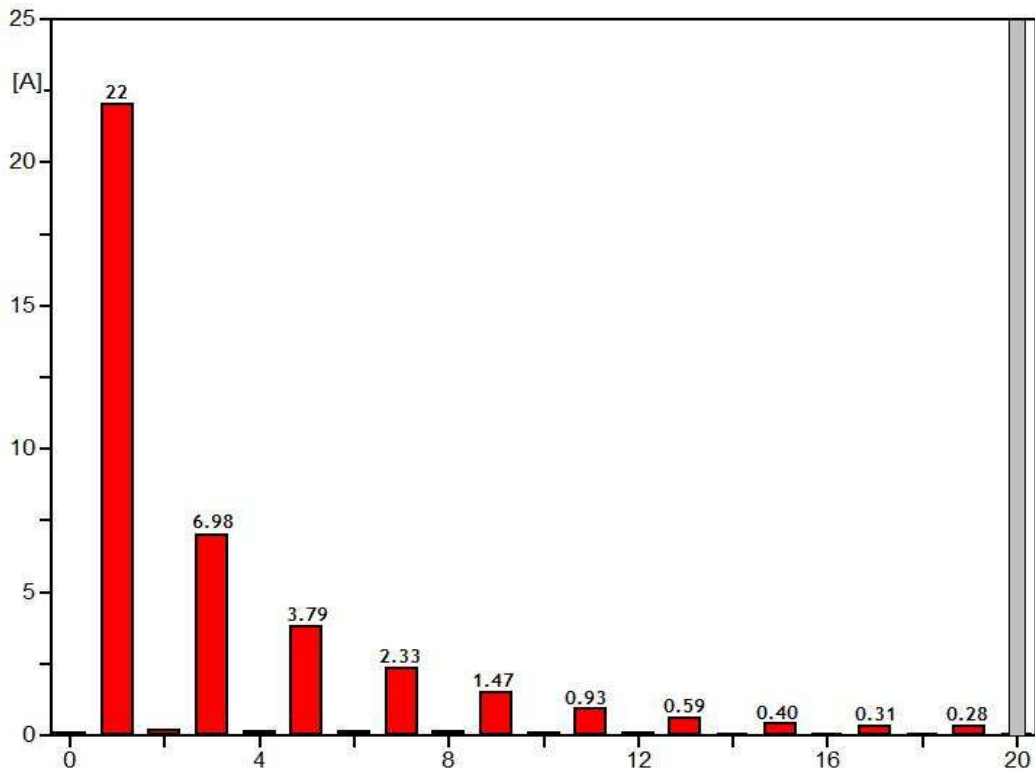


Figura 1.5: componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 1.

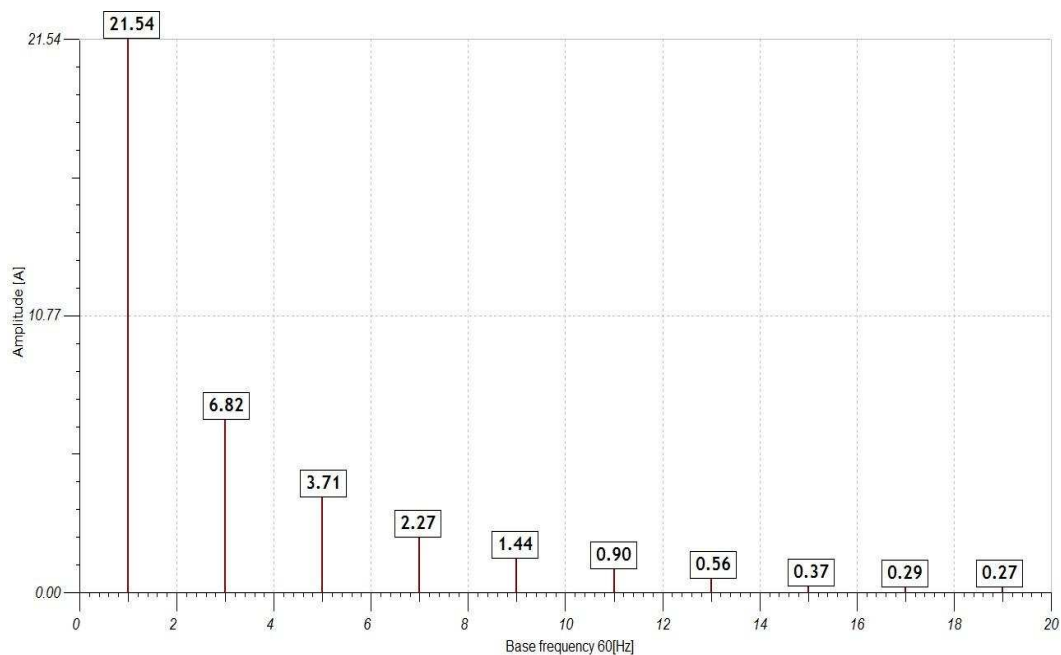


Figura 1.6: Componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 1.

La Tabla 1.5 presenta la tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente ideal, típico y simulado a partir del circuito 1.

Tabla 1.5: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 1.

ARMONICO	IDEAL	TIPICO	ATP	SPICE
3	33.3	29.7	31.73	31.66
5	20	17.5	17.23	17.22
7	14.3	11.1	10.59	10.54
9	11.1	7.3	6.68	6.69
11	9.1	4.5	4.23	4.18
13	7.7	2.9	2.68	2.60
15	6.7	2.1	1.82	1.72
17	5.9	1.5	1.41	1.35
19	5.3	1	1.27	1.25

La Tabla 1.6 presenta la tasa de distorsión total de la corriente ideal, típico y simulado a partir del circuito 1.

Tabla 1.6: Tasa de distorsión total de la corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 1.

ANALISIS	IDEAL	TIPICO	ATP	SPICE
THD %	45.68	37.43	38.64	38.57

La Tabla 1.6 presenta la tasa de distorsión total de la corriente ideal, típico y simulado a partir del circuito 1.

Los porcentajes de diferencia entre los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados con los valores ideales y típicos del circuito mediante un análisis estadístico arrojan los siguientes resultados:

Tabla 1.7: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados con los valores ideales y típicos a partir del circuito 1.

ANALISIS	ATP	SPICE
DIFERENCIA PROMEDIO	8.17%	9.29%
DESVIACIÓN ESTANDAR	7.65%	7.56%

La Tabla 1.7 presenta el consolidado de las diferencias obtenidas tras la comparación valor por valor y tomando como referencia datos ideal y típico puede establecerse que los resultados obtenidos mediante simulación con ATP son los más cercanos ya que las diferencias no sobrepasan el 10%.

La carga de este circuito representa para el sistema eléctrico de potencia:

Potencia: 2.836 kVA
 Potencia activa: 1.257 kW
 Potencia reactiva: 0.407 kVAR
 FP: 0.443

Los valores anteriores fueron calculados utilizando las ecuaciones (1.14), (1.15), (1.18) y (1.19).

En cuanto a los límites de distorsión armónica de la corriente de carga establecidos en la Norma de Calidad del Servicio de los Sistemas de distribución (SIGET) para cargas menores a 10 kW a voltajes menores de 600V, puede decirse que los resultados obtenidos en ambos simuladores para esta carga en particular,

no cumplen con la regulación establecida ya que las intensidades de los armónicos sobrepasan la intensidad máxima permitida.

Como puede apreciarse en lo descrito anteriormente, la simulación cumple su función al predecir la distorsión característica de la carga modelada.

1.3.1.3 CONVERTIDOR MONOFASICO DE 4 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE CAPACITIVA

Denominadas así debido a que el elemento de almacenamiento de energía en el lado DC del convertidor para este caso el condensador es predominante. La fuente de tensión del sistema simulado tiene un valor de 120V RMS (el cual es uno de los niveles de voltaje en distribución utilizados en El Salvador) con impedancias equivalentes del transformador de 300 Ω y 1 mH.

La Figura 1.7 muestra el circuito simulado el cual es denominado circuito 2.

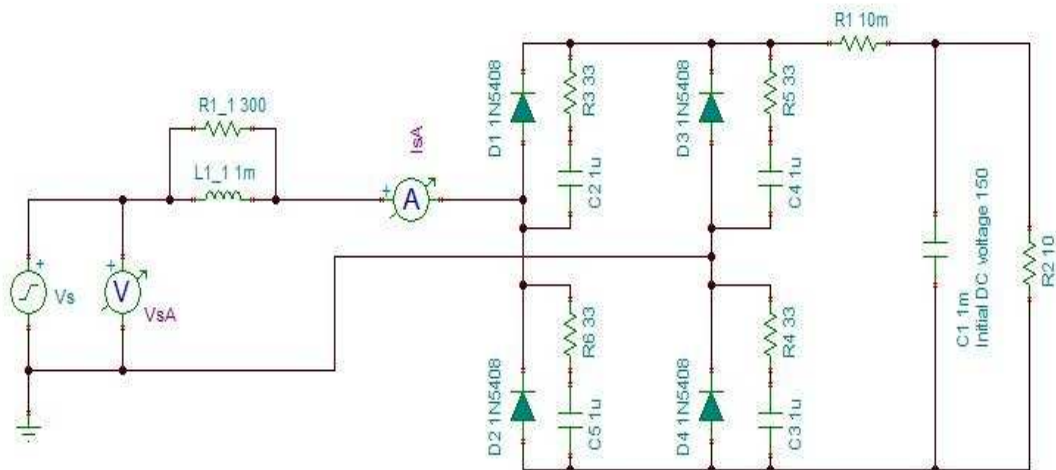


Figura 1.7: Circuito 2 Convertidor monofásico de 4 pulsos con carga fuertemente capacitiva simulado.

Puede identificarse claramente de la Figura 1.7 que en el lado DC el componente capacitivo presenta un valor alto (1000 μ F) con una carga resistiva de 10 Ω .

Las Figuras 1.8 y 1.9 ilustran las tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente obtenidos de la simulación del circuito 2 para ATP y SPICE respectivamente.

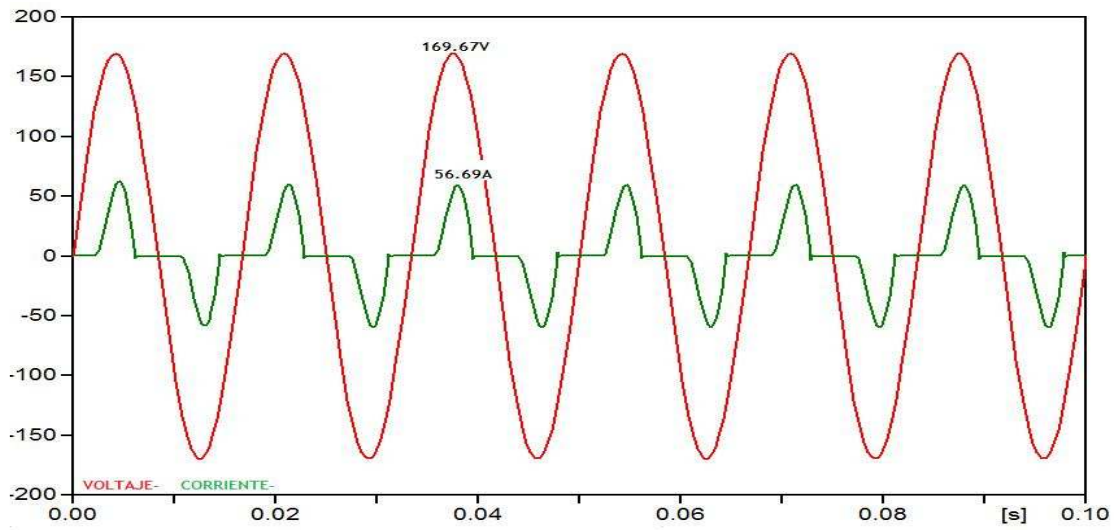


Figura 1.8: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en ATP para el circuito 2.

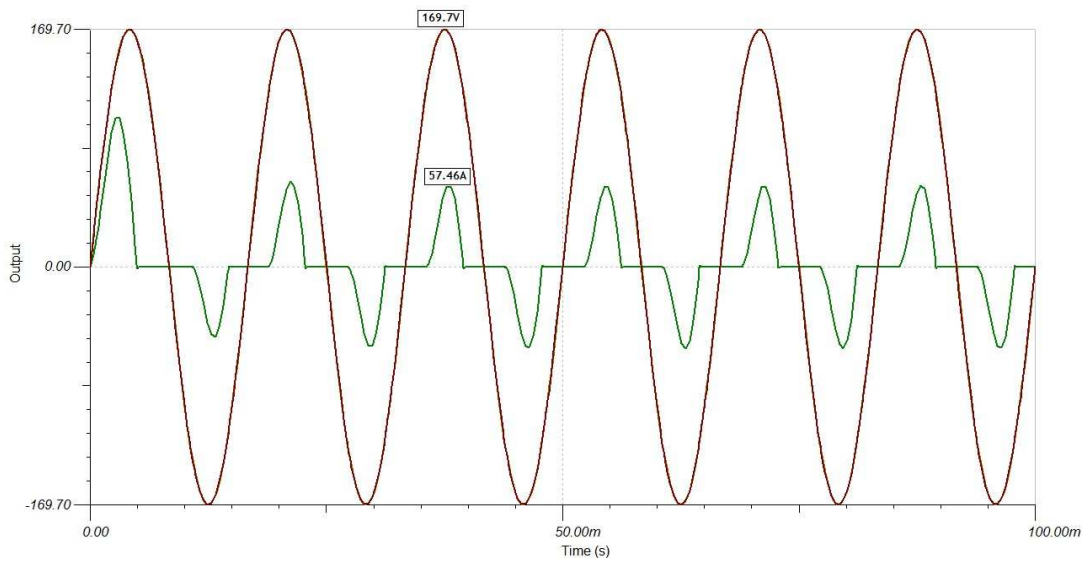


Figura 1.9: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en SPICE ara el circuito 2.

La Tabla 1.8 presenta los valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 2.

Tabla 1.8: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 2.

ARMONICO	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
ATP	21.31	14.87	6.46	1.42	1.38	0.67	0.59	0.39	0.33	0.26
SPICE	20.77	14.35	6.06	1.3	1.31	0.58	0.55	0.34	0.29	0.22

Las Figuras 1.10 y 1.11 ilustran las componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación del circuito 2 para ATP y SPICE respectivamente.

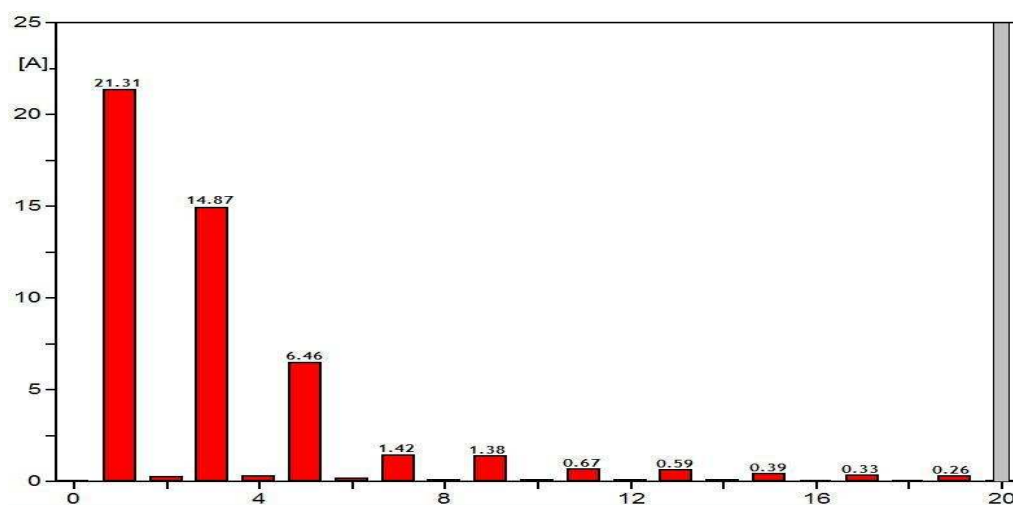


Figura 1.10: componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 2.

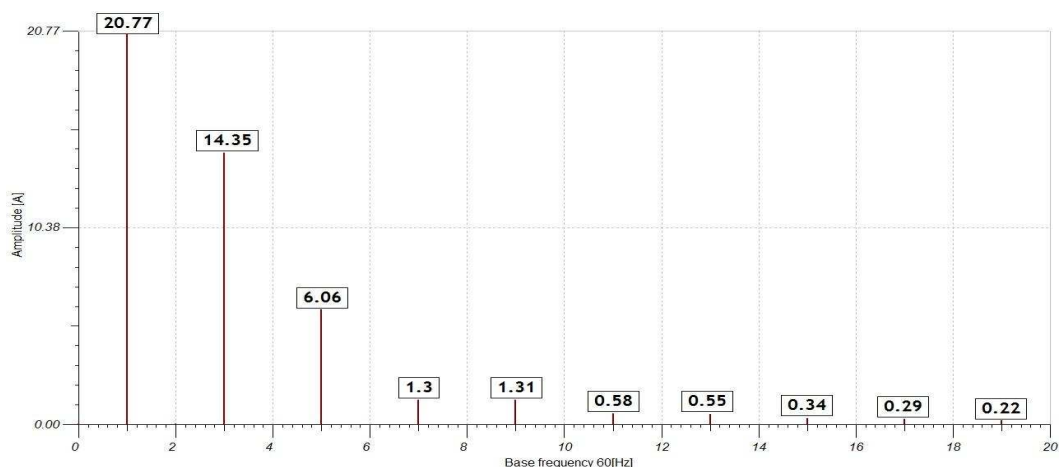


Figura 1.11: componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 2.

La Tabla 1.9 presenta la tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente simulado a partir del circuito 2.

Tabla 1.9: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente simulado a partir del circuito 2.

ARMONICO	ATP	SPICE
3	69.78	69.09
5	30.31	29.17
7	6.66	6.25
9	6.47	6.30
11	3.14	2.79
13	2.76	2.64
15	1.83	1.63
17	1.54	1.40
19	1.22	1.06

Tabla 1.10: Tasa de distorsión total de la corriente simulado a partir del circuito 2.

ANALISIS	ATP	SPICE
THDI %	76.86	75.67

La carga de este circuito representa para el sistema eléctrico de potencia:

Potencia: 3.23 kVA
 Potencia activa: 1.27 kW
 Potencia reactiva: 0.152 kVAR
 FP: 0.392

Los valores anteriores fueron calculados utilizando las ecuaciones (1.14), (1.15), (1.18) y (1.19).

En cuanto a los límites de distorsión armónica de la corriente de carga establecidos en la Norma de Calidad del Servicio de los Sistemas de distribución (SIGET) para cargas menores a 10 kW a voltajes menores de 600V, puede decirse que los resultados obtenidos en ambos simuladores para esta carga en particular, los armónicos 3, 5, 9, 13, 15 y 17 no cumplen con la regulación establecida ya que sus intensidades sobrepasan la intensidad máxima permitida.

De nuevo la simulación cumple su función al predecir la distorsión característica de la carga modelada.

1.3.1.4 MODELO MONOFASICO DE CARGA NO LINEAL OBTENIDA CON ANALISIS ESTADISTICO

Las cargas modeladas a continuación son representadas mediante datos obtenidos basándose en la aplicación del método científico experimental, mediciones realizadas y análisis estadístico de un proyecto de investigación sobre cargas no lineales [9] desarrollado previamente. Dichas cargas están constituidas esencialmente por equipos de cómputo (PC's) y de iluminación (lámparas de 3x32W con balasto electrónico) representados por bloques de carga equivalentes a 15 equipos por cada categoría.

Para realizar la representación de la carga se utilizó el equivalente Norton representando el efecto de cada armónico mediante fuentes de corriente independientes variantes en el tiempo cuya amplitud y fase esta asociada con el armónico que representa. El efecto de la componente fundamental fue representado mediante elementos de circuito eléctrico (resistencia e inductancia), lo anterior se ilustra en la Figura 1.12, los datos son presentados en la Tabla 1.11.

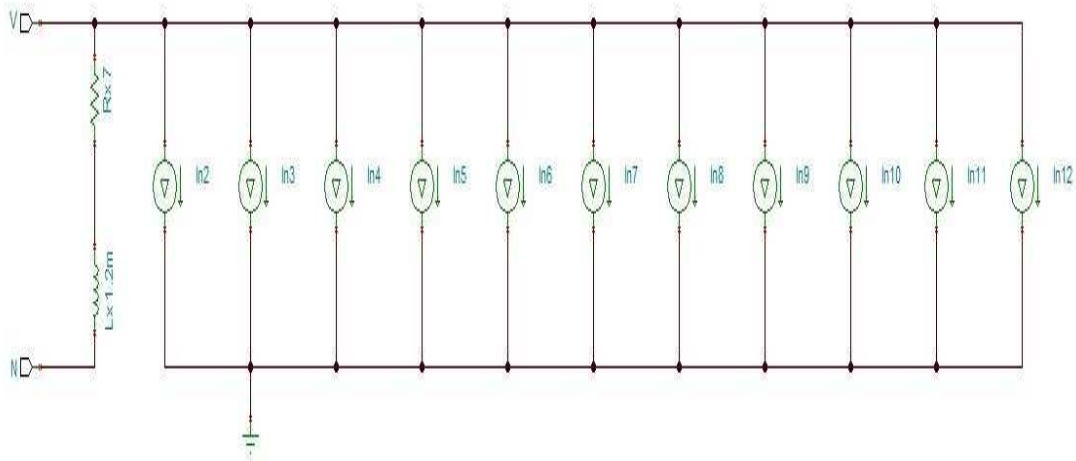


Figura 1.12: Equivalente Norton de las cargas no lineales (PC's y luminarias).

El objetivo de modelar y simular dichas cargas es comprobar que se pueden generar modelos equivalentes para predecir los efectos de su conexión en la red eléctrica. La Figura 1.13 muestra la conexión esquemática de los equivalentes Norton a la red eléctrica, el circuito es denominado 3.

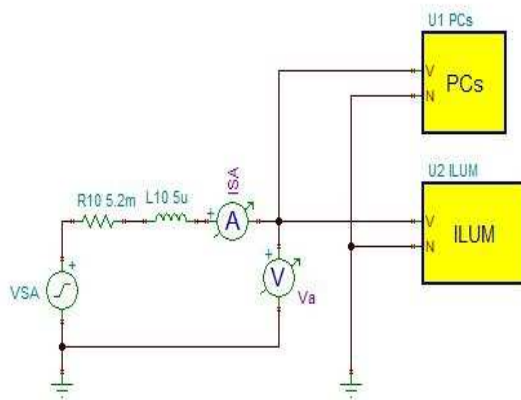


Figura 1.13: Circuito 3 conexión esquemática a la red eléctrica de los equivalentes Norton.

Tabla 1.11: Valores de amplitudes y ángulos de las armónicas del modelo.

ARMONICO	EQUIPOS DE COMPUTO		ILUMINACION	
	INTENSIDAD (A)	ANGULO (GRADO)	INTENSIDAD (A)	ANGULO (GRADO)
2	0.0816	-47.48	0.0477	179.16
3	13.3704	-103.28	0.5381	-36.34
4	0.0659	97.33	0.0107	69.99
5	10.0629	76.14	0.4469	-114.68
6	0.0603	108.31	0.0118	-140.95
7	6.0287	-112.88	0.0417	-89.39
8	0.0252	49.94	0.0046	9.09
9	2.7156	58.69	0.0913	-123.83
10	0.0401	-154.33	0.0093	117.46
11	0.7102	-136.38	0.0701	-94.11
12	0.0254	-0.93	0.0049	-114.11

Es de mencionar que para construir un sistema trifásico balanceado partir del modelo desarrollado, debe partirse del hecho que las armónicas tienen relación directa con las componentes de secuencia positiva, negativa y cero cuando los sistemas son balanceados, la amplitud permanece invariante mientras que el ángulo debe afectarse dependiendo de la armónica con la cual esta relacionada y la fase de línea en particular. Por el contrario si se cuentan con mediciones por fase de la señal, entonces puede representarse más fielmente el sistema. La relación entre las secuencias y las armónicas y el desplazamiento angular por fase son mostradas en la Tabla 1.12.

Tabla 1.12: Relación entre las secuencias y las armónicas, desplazamiento.

ARMONICO	SECUENCIA	FASE A (GRADOS)	FASE B (GRADOS)	FASE C (GRADOS)
2	Negativa	0	120	-120
3	Cero	0	0	0
4	Positiva	0	-120	120
5	Negativa	0	120	-120
6	Cero	0	0	0
7	Positiva	0	-120	120
8	Negativa	0	120	-120
9	Cero	0	0	0
10	Positiva	0	-120	120
11	Negativa	0	120	-120
12	Cero	0	0	0

Los resultados obtenidos con la simulación se presentan a continuación. Las Figuras 1.14 y 1.15 ilustran las tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente para ambos simuladores.

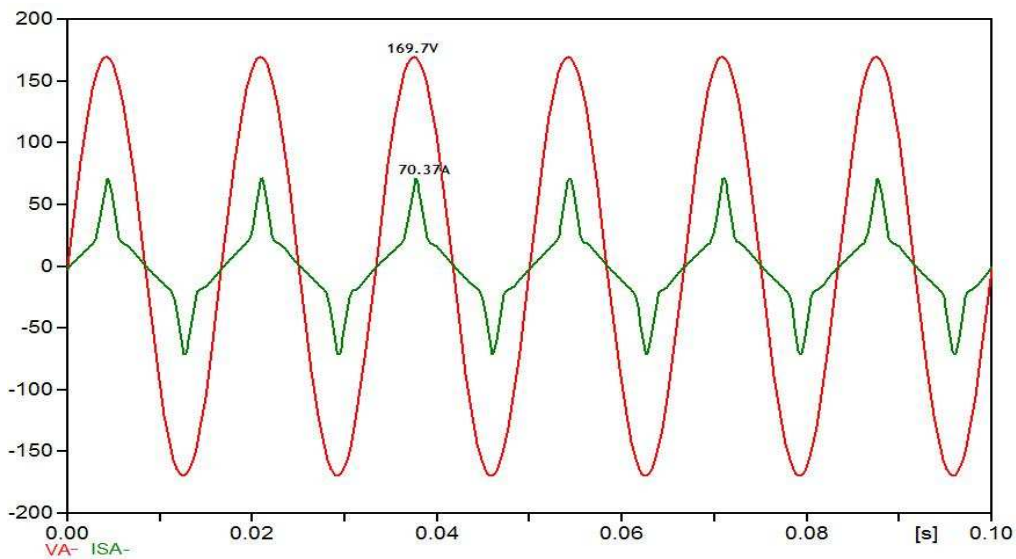


Figura 1.14: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en ATP para el circuito 3.

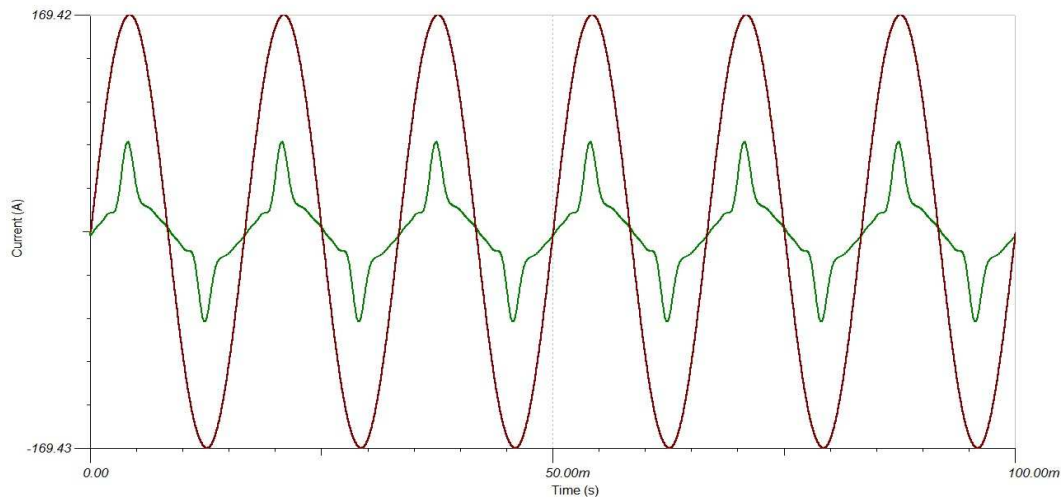


Figura 1.15: Tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente simulados en SPICE para el circuito 3.

De las Figuras 1.14 y 1.15 puede observarse que ambos simuladores presentan la misma característica en formas de onda de voltaje y corriente. Se observa que la corriente presenta distorsión armónica tal y como se esperaba.

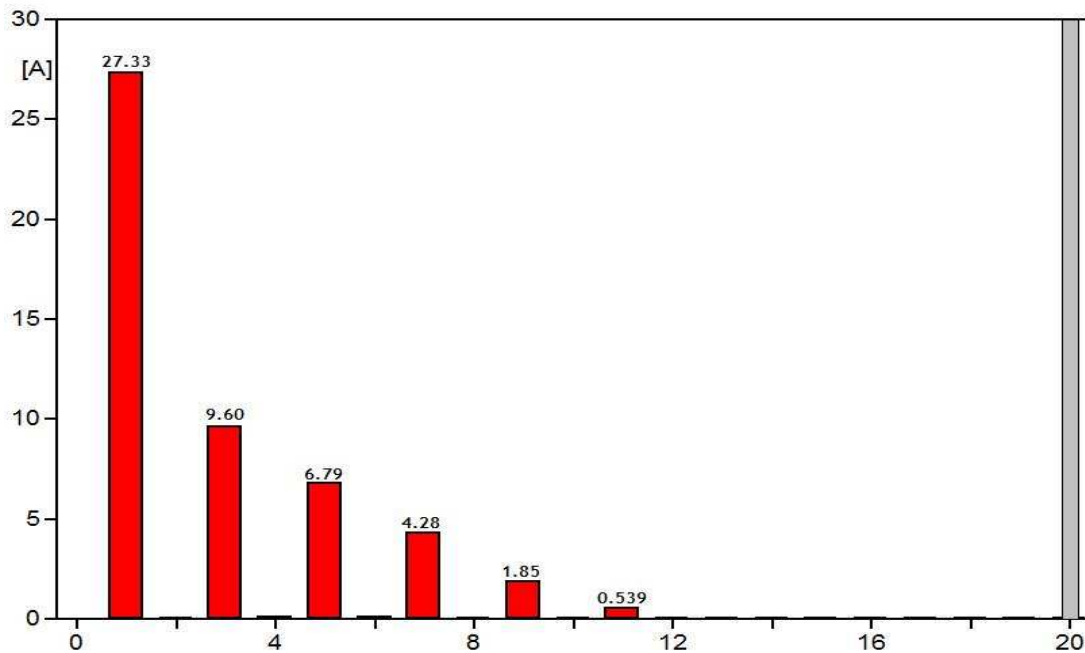


Figura 1.16: Componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 3.

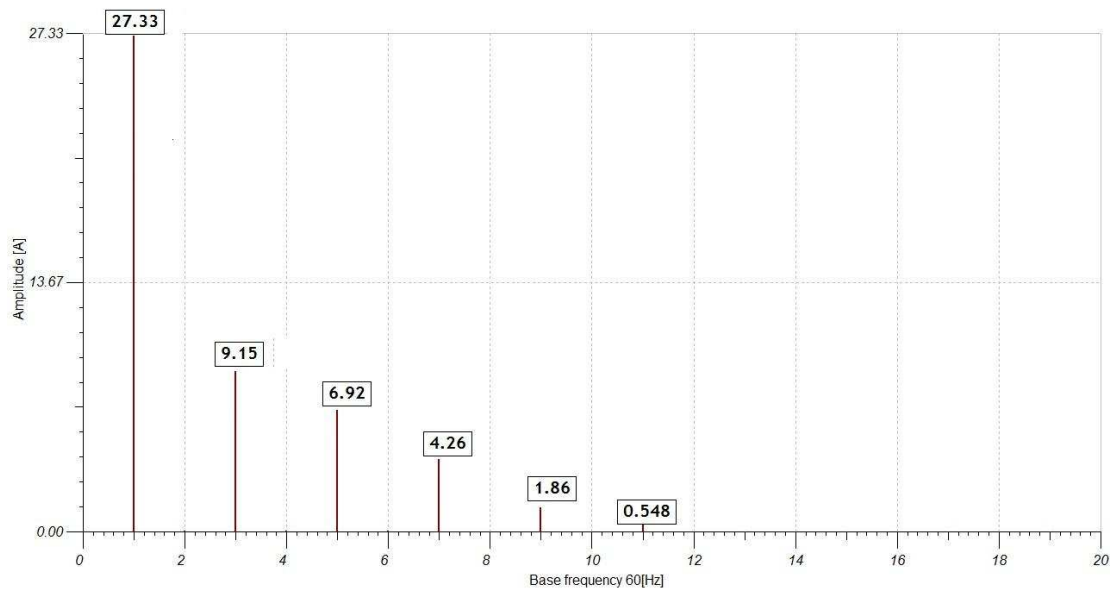


Figura 1.17: Componentes de corriente armónicas obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 3.

Tabla 1.13: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente simuladas a partir del circuito 3.

ARMONICO	1	3	5	7	9	11
ATP	27.33	9.60	6.79	4.28	1.85	0.539
SPICE	27.33	9.15	6.92	4.26	1.86	0.548

La Tabla 1.14 presenta la tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente simulado a partir del circuito 3.

Tabla 1.14: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente simulado a partir del circuito 3.

ARMONICO	ATP	SPICE
3	35.13	33.48
5	24.84	25.32
7	15.66	15.59
9	6.77	6.81
11	1.97	1.98

Tabla 1.15: Tasa de distorsión total de la corriente simulado a partir del circuito 3.

ANALISIS	ATP	SPICE
THD %	46.32	45.32

Los porcentajes de diferencia entre los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados para ambos programas mediante un análisis estadístico arrojan los siguientes resultados:

Tabla 1.16: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones a partir del circuito 3.

MAXIMA DIFERENCIA	4.69%
DIFERENCIA PROMEDIO	1.36%
DESVIACIÓN ESTANDAR	1.75%

La Tabla 1.16 presenta el consolidado de las diferencias obtenidas tras la comparación valor por valor y tomando como referencia los datos obtenidos con ATP (ya que son mas próximos a las mediciones), puede establecerse que los resultados obtenidos son muy cercanos entre uno y otro simulador y que las diferencias no sobrepasan el 4.69%, por lo tanto pueden validarse los resultados para ambos programas.

La carga de este circuito representa para el sistema eléctrico de potencia:

Potencia activa: 1.636 kW
Potencia reactiva: 0.111 kVAR

Los valores anteriores fueron calculados utilizando las ecuaciones (1.14) y (1.15).

Como pudo comprobarse el modelamiento por equivalentes Norton a partir de datos medidos puede utilizarse para el análisis de sistemas con presencia de armónicos.

1.3.2 ARMONICOS EN SISTEMAS TRIFASICOS

El estudio de los armónicos en sistemas trifásicos fue desarrollado en este trabajo de investigación para las categorías de cargas: los convertidores trifásicos AC/DC de 6 pulsos utilizando conmutadores no controlados con cargas fuertemente inductivas y fuertemente capacitivas. ; y la implementación de modelos trifásicos de cargas no lineales obtenidas con análisis estadístico de mediciones efectuadas.

1.3.2.1 CONVERTIDOR TRIFASICO DE 6 PULSOS

Basándose en la ecuación (1.7) para un convertidor de 6 pulsos se tienen armónicos característicos en el orden: 5, 7, 11, 13, 17, 19,..., h impares no múltiplos de 3.

Para el caso ideal, las magnitudes de las corrientes armónicas inyectadas por el convertidor decrecen de acuerdo a la regla 1/h, en la Tabla 1.17 se muestran los valores ideales y típicos (obtenido en base a experimentación) de componentes armónicas de corrientes (en por unidad de la componente fundamental) para un convertidor trifásico de 6 pulsos [10], hasta el armónico 19.

Tabla 1.17: Valores ideales y típicos de componentes armónicas de corriente para un convertidor de 6 pulsos.

ARMONICO	5	7	11	13	17	19
IDEAL	0.200	0.143	0.091	0.077	0.059	0.053
TIPICO	0.175	0.111	0.045	0.029	0.015	0.010

La Tabla 1.17 puede utilizarse para estimar teóricamente los valores de las componentes de la corriente de línea en el rectificador auxiliándose de la ecuación (1.8), los cuales también pueden calcularse empleando la ecuación (1.9). En convertidores de 6 pulsos donde la carga es fuertemente inductiva la componente fundamental de la corriente de línea puede calcularse con la siguiente ecuación:

$$\text{Ecuación (1.21)} \quad I_{h1} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \approx 0.707I_d$$

I_d representa la corriente en el lado DC del convertidor y se calcula con:

$$\text{Ecuación (1.22)} \quad I_d = \frac{V_d}{R} \quad \text{Ecuación (1.23)} \quad V_d = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} V_s$$

Donde V_s representa el voltaje línea a neutro del sistema el cual puede estar expresado en valores pico o RMS. Las ecuaciones (1.21) a (1.23) son validas únicamente si la característica del voltaje en el lado DC tiende a ser completamente constante, las cuales fueron obtenidas con base a las referencias [M].

1.3.2.2 CONVERTIDOR TRIFASICO DE 6 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE INDUCTIVA

Para estas simulaciones el elemento de almacenamiento de energía en el lado DC del convertidor el inductor es predominante. Las tensiones del sistema simulado tienen un valor de 400V RMS línea a línea, con impedancias equivalentes del transformador y cable de potencia de 2 m Ω y 2 mH.

Para efecto de validar los resultados de la simulación y verificar cual de los programas se encuentra más próximo a los valores teórico y típico estimados de corrientes para el caso bajo estudio se realizaron cálculos basados en la Tabla 1.15 y la ecuación (1.8), a continuación se ilustra en la Figura 1.18 el circuito denominado 4.

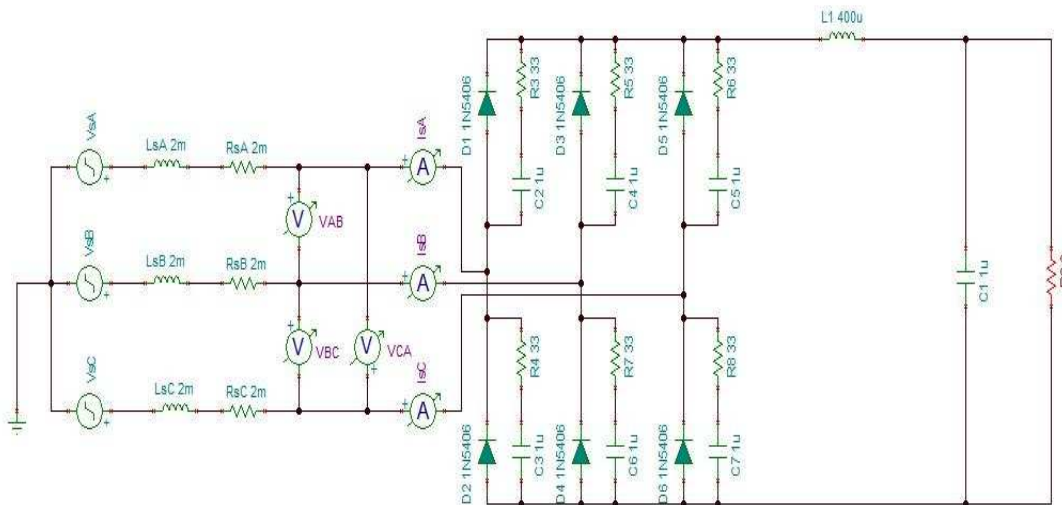


Figura 1.18: Circuito 4 Convertidor trifásico de 6 pulsos con carga fuertemente inductiva simulado.

Puede identificarse claramente de la Figura 1.18 que en el lado DC la carga resistiva es de 6 Ω , dicho parámetro es necesario para calcular la corriente DC por medio de las ecuaciones (1.22) y (1.23) obteniendo como resultado 89.67 A. La inductancia en el lado DC se ha omitido ya que sería un error incluirla.

El cálculo la componente fundamental de corriente es realizado con base a la ecuación (1.21) para posteriormente realizar el cálculo de los valores teóricos y típicos de las componentes obtenidas mediante el empleo de la ecuación (1.8) y los valores mostrados en la Tabla 1.17, los cuales son presentados a continuación:

Tabla 1.18: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente calculados a partir del circuito 4.

ARMONICO	1	5	7	11	13	17	19
IDEAL	63.4	12.68	9.05	5.76	4.87	3.72	3.34
TIPICO	63.4	11.09	7.03	2.85	1.83	0.95	0.64

Las Figuras 1.19, 1.20, 1.21, 1.22 y 1.23 ilustran las tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente obtenidos de la simulación del circuito 4 para ATP y SPICE respectivamente.

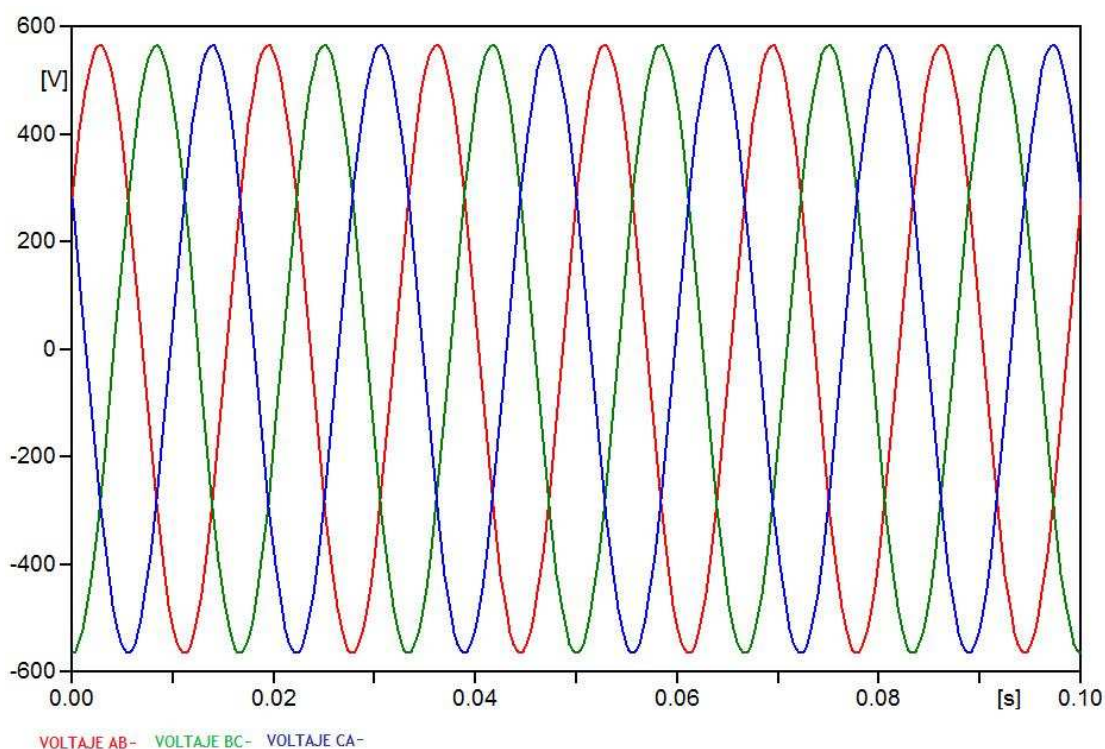


Figura 1.19: Sistemas trifásico de voltajes línea a línea simulados para el análisis del circuito 4.

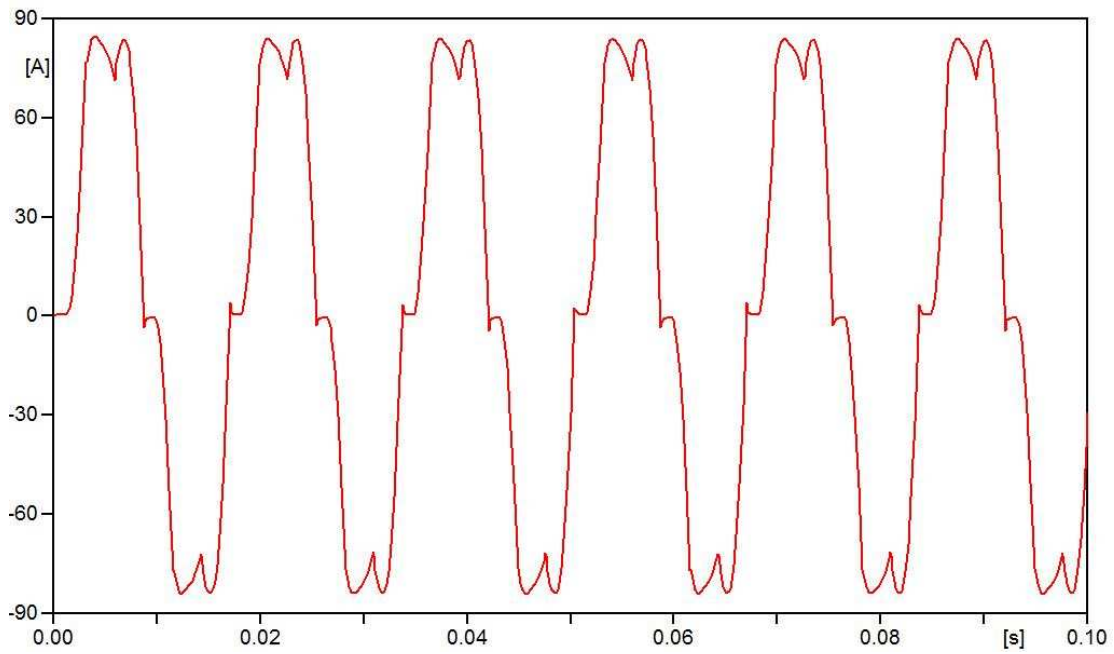


Figura 1.20: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en ATP para el circuito 4.

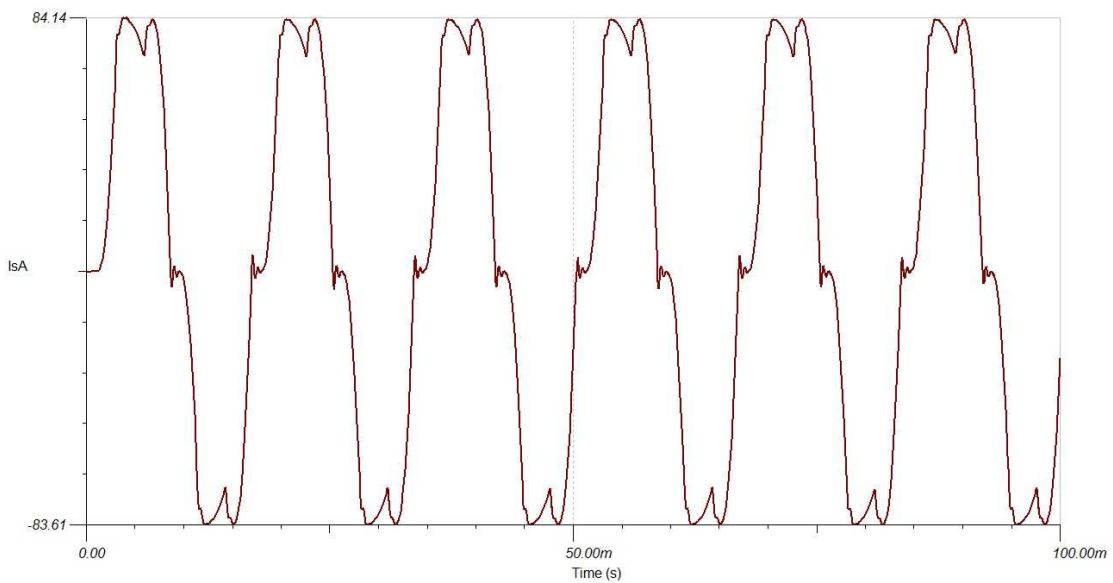


Figura 1.21: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en SPICE para el circuito 4.

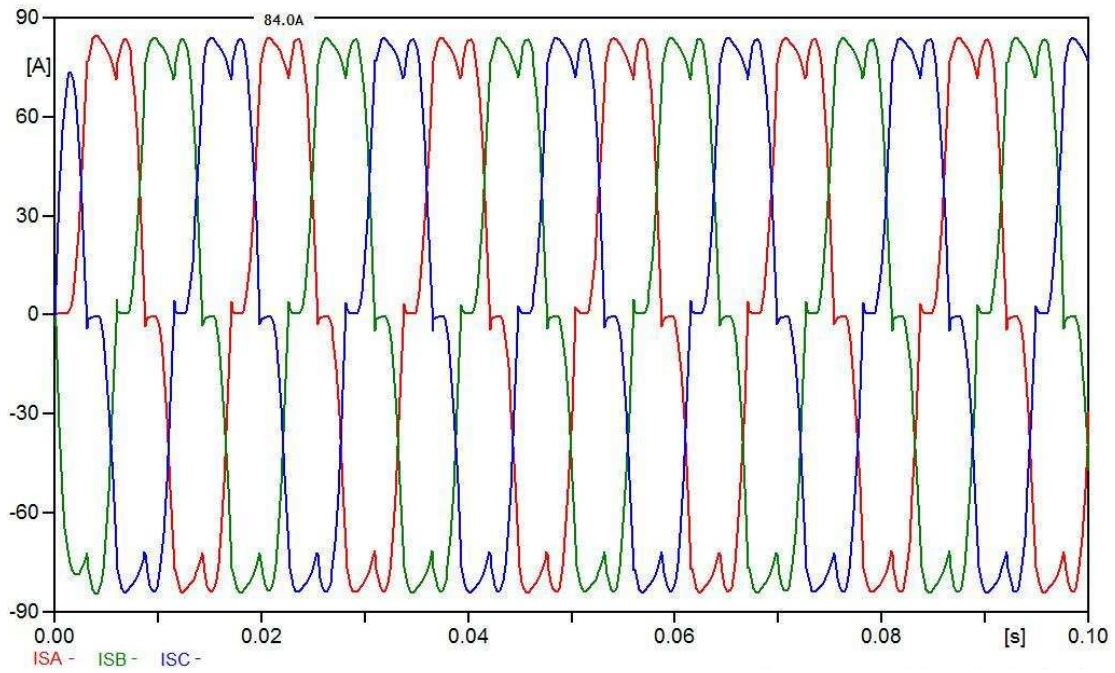


Figura 1.22: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 4 en ATP.

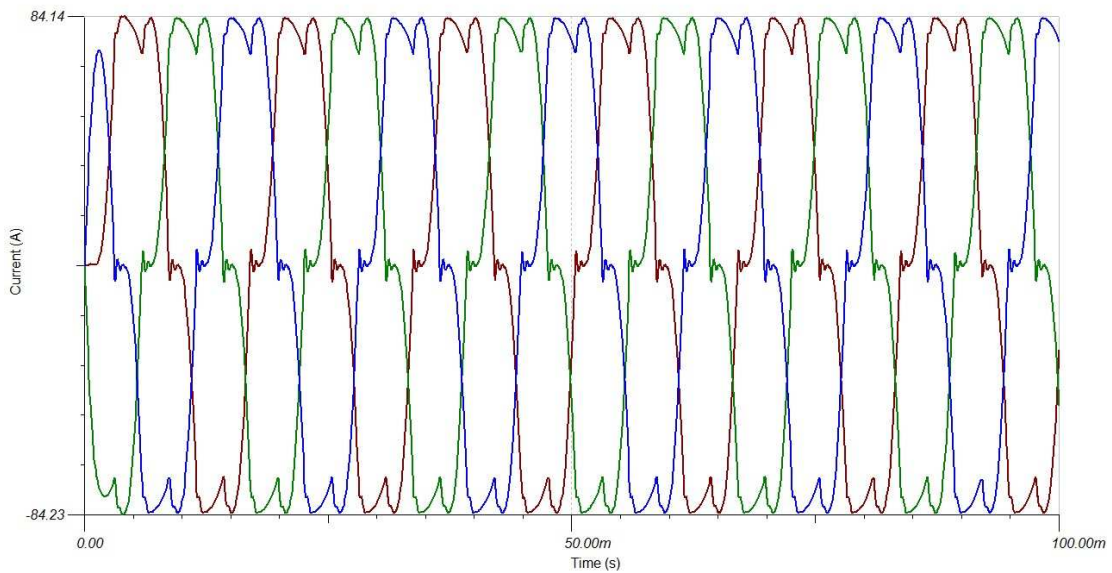


Figura 1.23: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 4 en SPICE.

La Tabla 1.19 presenta los valores RMS de las componentes armónicas de corriente de línea de una fase simuladas a partir del circuito 4.

Tabla 1.19: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente de línea fase A simuladas a partir del circuito 4.

ARMONICO	1	5	7	11	13	17	19
ATP	61.71	10.75	3.87	1.66	0.91	0.78	0.56
SPICE	61.3	10.61	3.63	1.55	0.83	0.79	0.59

Las Figuras 1.24 y 1.25 ilustran las componentes armónicas de la corriente de la fase A obtenidas de la simulación del circuito 4 para ATP y SPICE respectivamente.

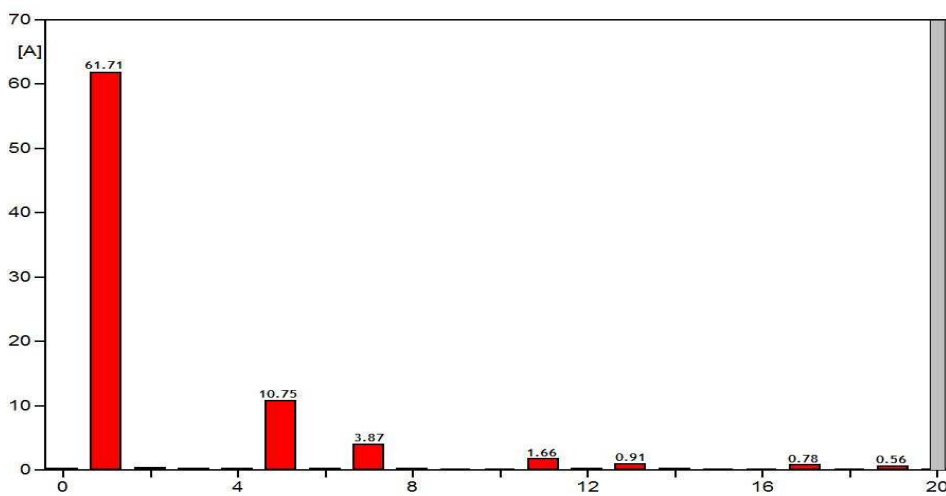


Figura 1.24: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 4.

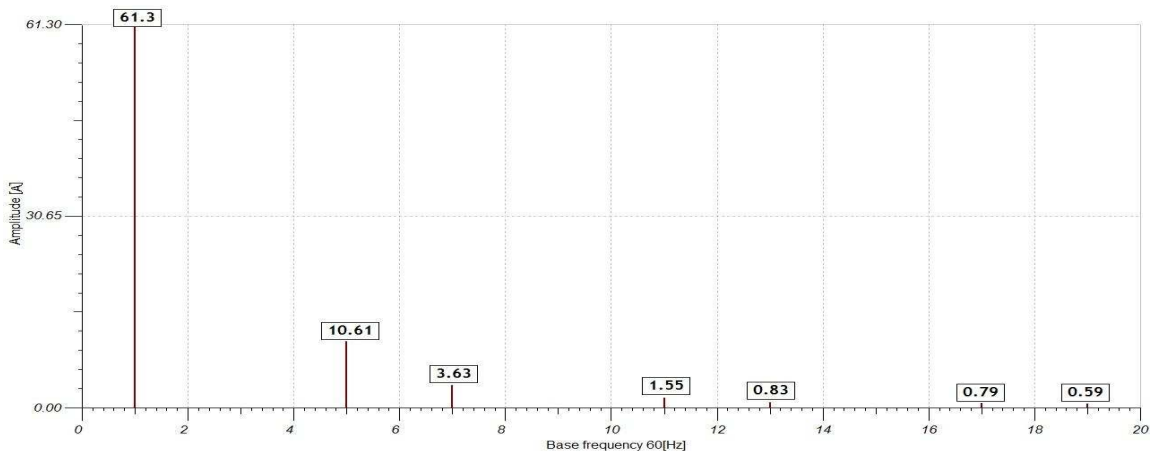


Figura 1.25: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 4.

La Tabla 1.20 presenta la tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente ideal, típico y simulado a partir del circuito 4.

Tabla 1.20: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 4.

ARMONICO	IDEAL	TIPICO	ATP	SPICE
5	20	17.5	17.42	17.30
7	14.3	11.1	6.27	5.92
11	9.1	4.5	2.69	2.52
13	7.7	2.9	1.47	1.35
17	5.9	1.5	1.26	1.29
19	5.3	1	0.90	0.96

La Tabla 1.21 presenta la tasa de distorsión total de la corriente ideal, típico y simulado a partir del circuito 4.

Tabla 1.21: Tasa de distorsión total de la corriente ideal, típicas y simulado a partir del circuito 4.

ANALISIS	IDEAL	TIPICO	ATP	SPICE
THDI %	28.45	21.47	18.84	18.57

Los porcentajes de diferencia entre los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados con los valores ideales y típicos del circuito mediante un análisis estadístico arrojan los siguientes resultados:

Tabla 1.22: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados con los valores ideales y típicos a partir del circuito 4.

ANALISIS	ATP	SPICE
DIFERENCIA PROMEDIO	29.9%	31.85%
DESVIACIÓN ESTANDAR	20.78%	22.88%

Las diferencias son calculadas con la siguiente expresión:

$$\% \text{ Diferencia} = \frac{\text{Valor}_{\text{SIMULADOR}} - \text{Valor}_{\text{IDEAL,TIPICO}}}{\text{Valor}_{\text{IDEAL,TIPICO}}} \times 100$$

La Tabla 1.22 presenta el consolidado de las diferencias obtenidas tras la comparación valor por valor y tomando como referencia datos ideal y típico, para este caso no pudo establecerse cual de los programas estuvo mas cercano, ya que los resultados obtenidos mediante simulación presentaron grandes variaciones con respecto a los datos esperados, una de las causas probables a estas diferencias puede atribuirse a que el voltaje en el lado DC del convertidor no es constante (ver Figura 1.26), el hecho es que los cálculos realizados para la comparación parten del principio que el voltaje en el lado DC debe ser lo mas constante posible, sin embargo no puede tampoco afirmarse que los resultados de las simulaciones sean erróneos esto partiendo del hecho que en anteriores simulaciones los programas tuvieron desempeños aceptables.

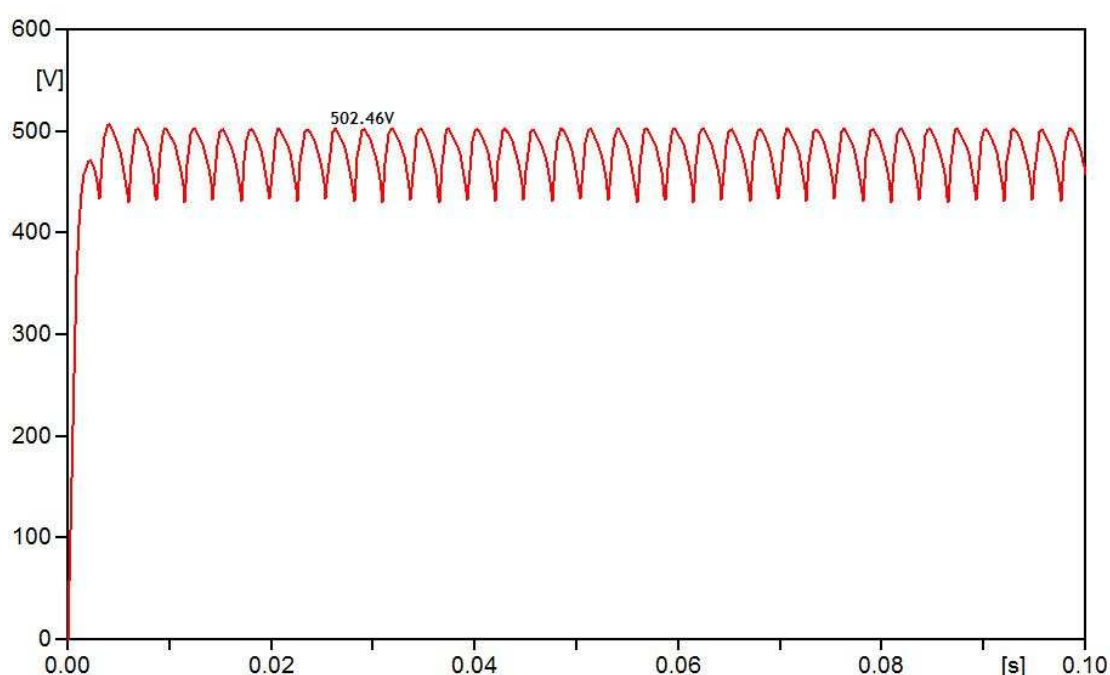


Figura 1.26: Característica del voltaje en el lado DC del circuito 4.

La carga de este circuito representa para el sistema eléctrico de potencia:

Potencia:	43.59 kVA
Potencia activa:	19.33 kW
Potencia reactiva:	9.228 kVAR
FP:	0.443

Los valores anteriores fueron calculados utilizando las ecuaciones (1.14), (1.15), (1.18) y (1.19).

En cuanto a los límites de distorsión armónica de la corriente de carga establecidos en la Norma de Calidad del Servicio de los Sistemas de distribución

(SIGET) para cargas menores a 10 kW a voltajes menores de 600V, puede decirse que los resultados obtenidos en ambos simuladores para esta carga en particular, no cumplen con la regulación establecida ya que las intensidades de los armónicos sobrepasan la intensidad máxima permitida.

1.3.2.3 CONVERTIDOR TRIFASICO DE 6 PULSOS CON CARGA FUERTEMENTE CAPACITIVA

El elemento de almacenamiento de energía en el lado DC del convertidor para este caso el condensador es predominante. Las tensiones del sistema simulado tienen un valor de 480V RMS línea a línea, con impedancias equivalentes del transformador y cable de potencia de 1 mΩ y 100 μH.

La Figura 1.27 muestra el circuito simulado el cual es denominado circuito 5.

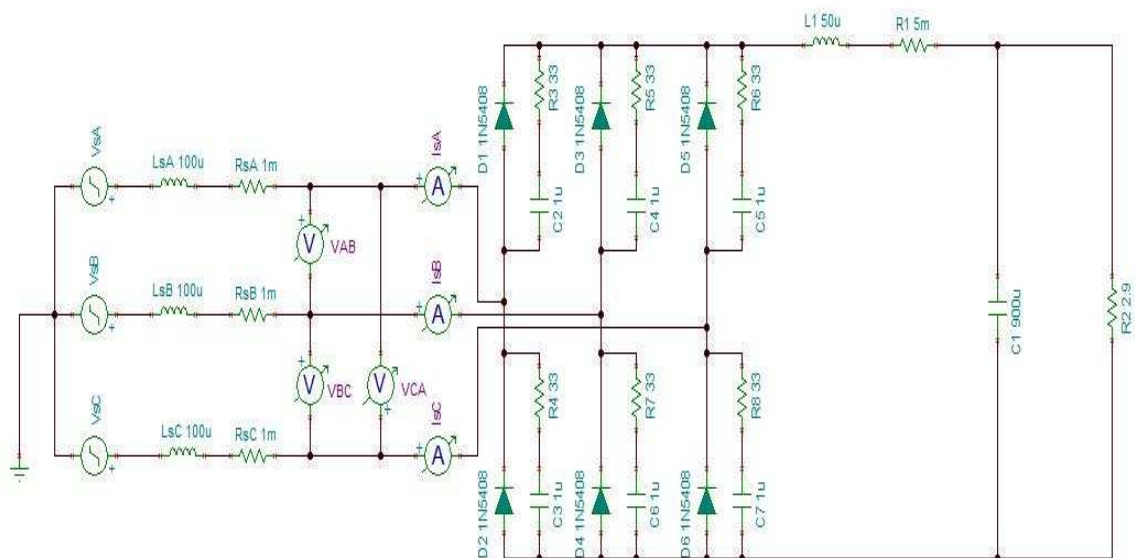


Figura 1.27: Circuito 5 Convertidor trifásico de 6 pulsos con carga fuertemente capacitiva simulado.

Las Figuras 1.28, 1.29, 1.30, 1.31 y 1.32 ilustran las tendencias de las formas de onda de voltaje y corriente obtenidos de la simulación del circuito 5 para ATP y SPICE respectivamente.

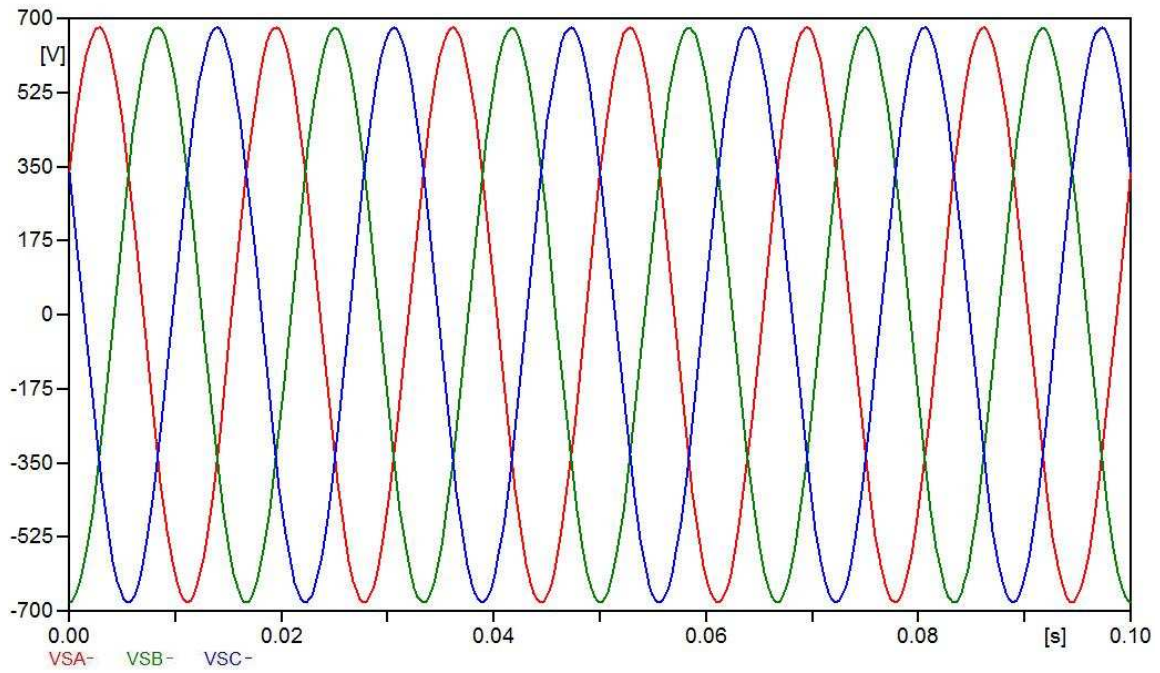


Figura 1.28: Sistemas trifásico de voltajes línea a línea simulados para el análisis del circuito 5.

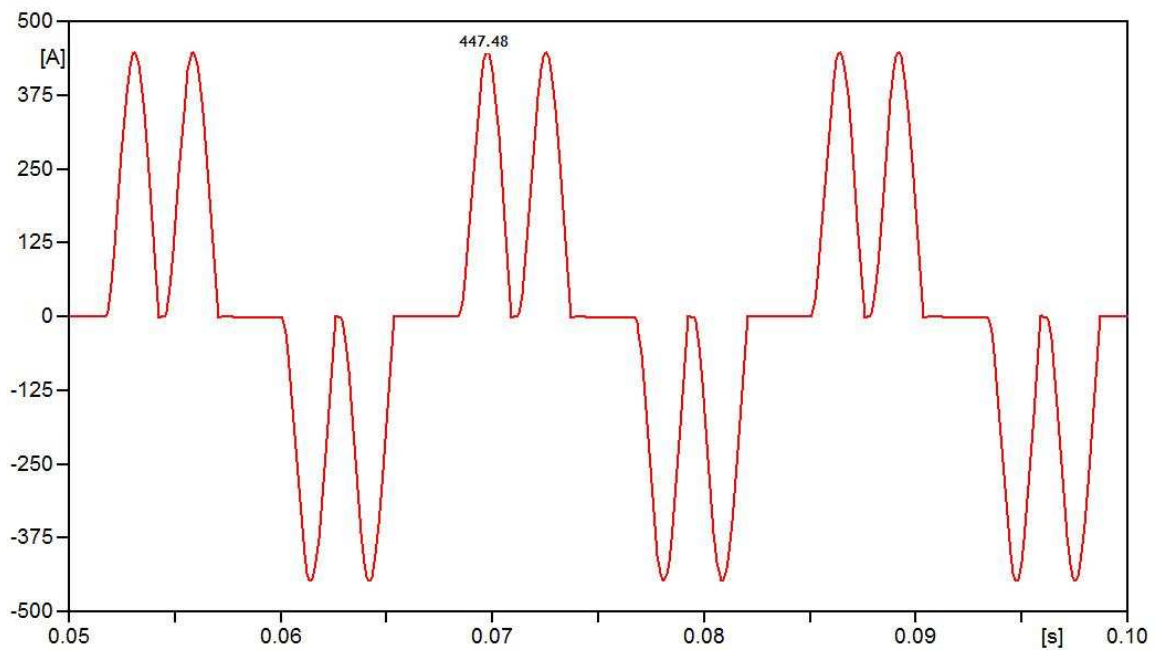


Figura 1.29: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en ATP para el circuito 5.

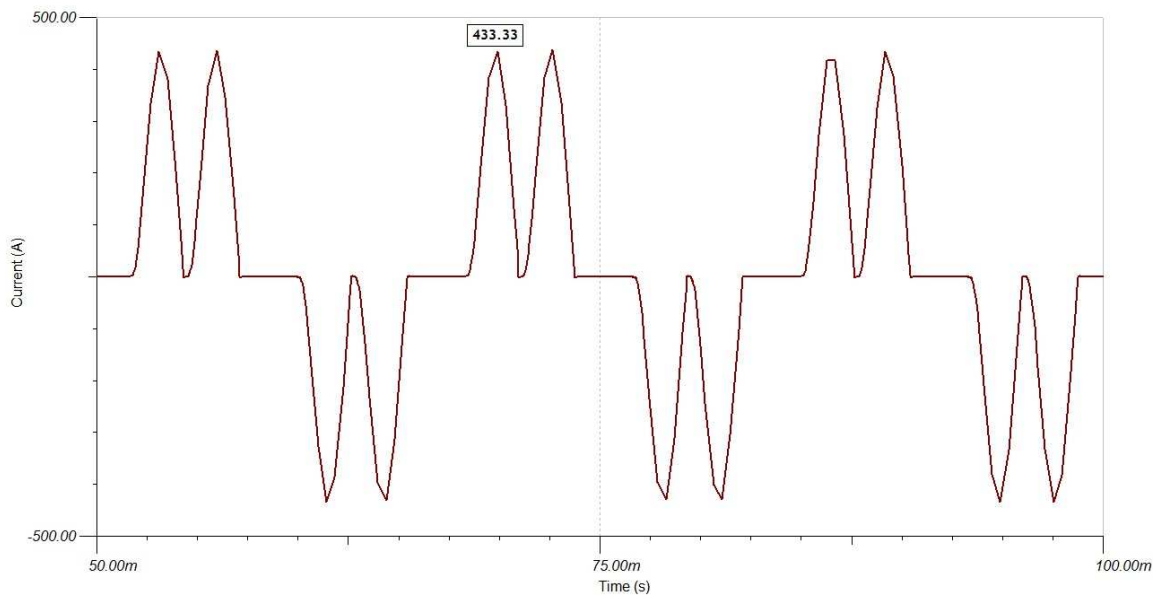


Figura 1.30: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en SPICE para el circuito 5.

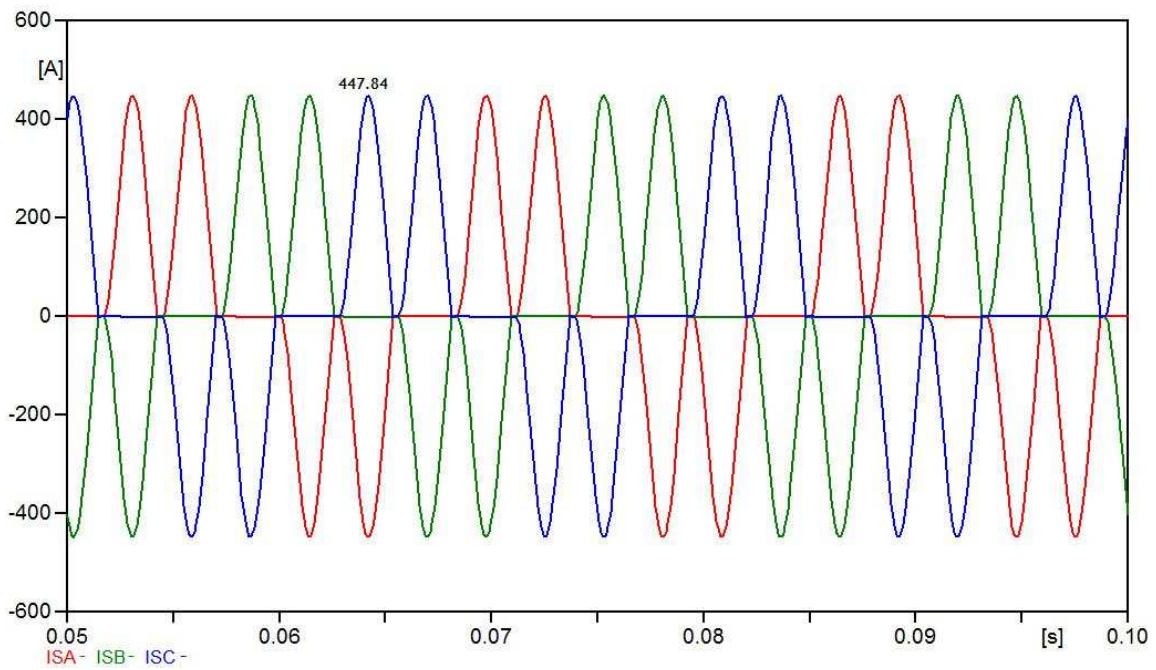


Figura 1.31: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 5 en ATP.

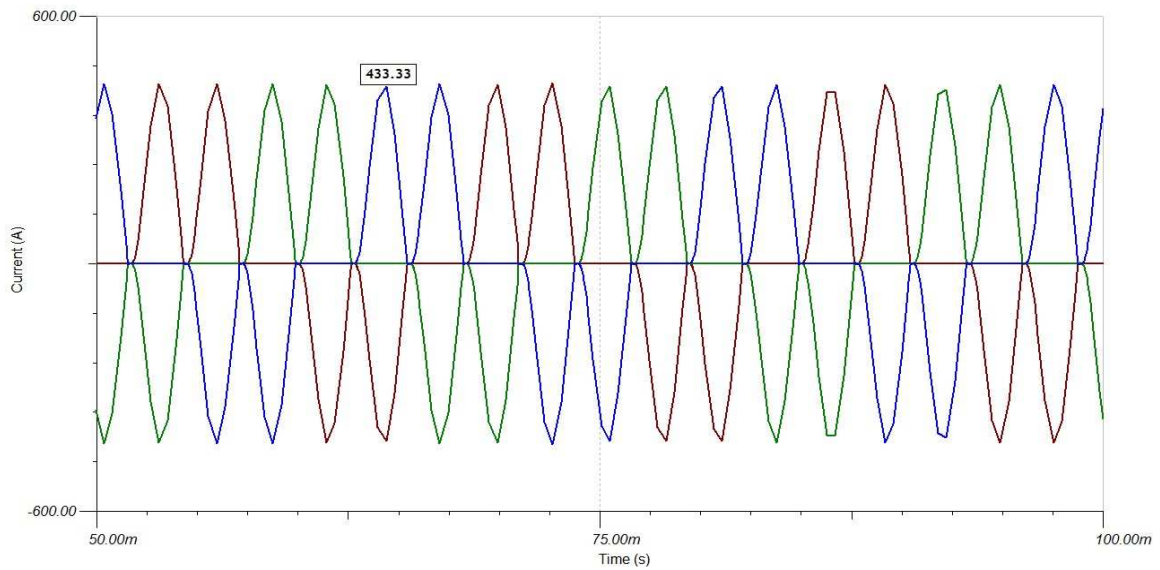


Figura 1.32: Sistemas trifásico de corrientes de línea resultantes de la simulación del circuito 5 en SPICE.

Tabla 1.23: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente de línea fase A simuladas a partir del circuito 5.

ARMONICO	1	5	7	11	13	17	19
ATP	180.6	116.2	70.48	5.67	6.26	3.04	1.94
SPICE	178.83	110.38	63.43	2.42	8.66	2.13	2.84

Las Figuras 1.33 y 1.34 ilustran las componentes armónicas de la corriente de la fase A obtenidas de la simulación del circuito 4 para ATP y SPICE respectivamente.

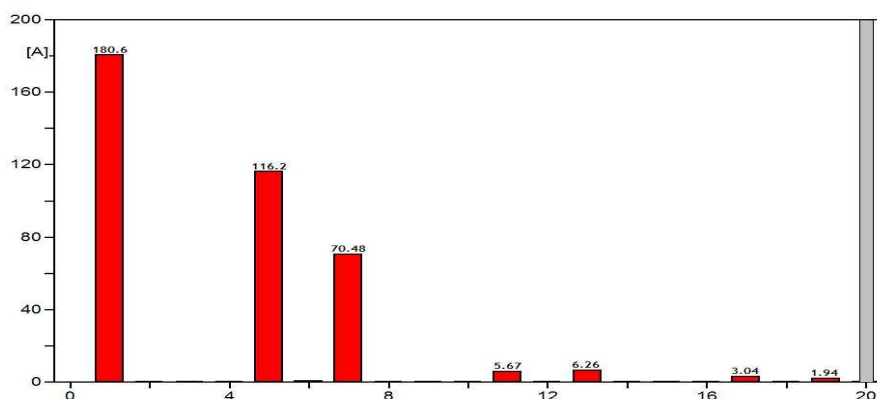


Figura 1.33: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 5.

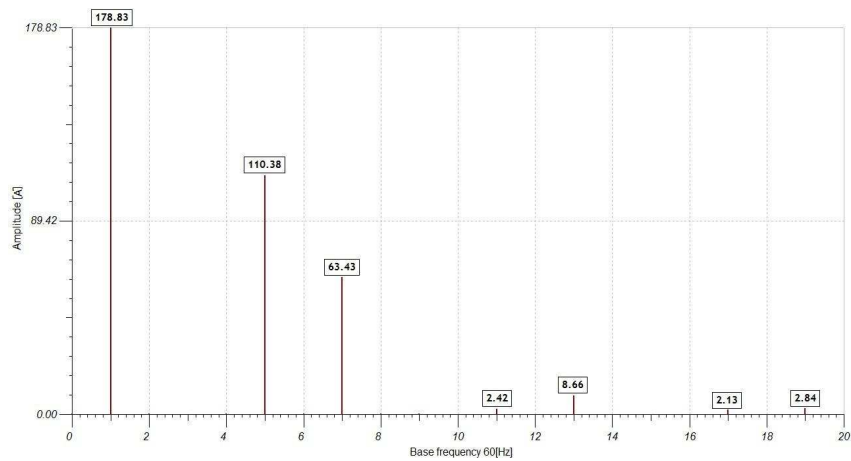


Figura 1.34: componentes armónicas de corriente de la fase A obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 5.

La Tabla 1.24 presenta la tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de la corriente de la fase A simulada a partir del circuito 5.

Tabla 1.24: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de la corriente de la fase A simulada a partir del circuito 5.

ARMONICO	ATP	SPICE
5	64.34	61.72
7	39.02	35.47
11	3.14	1.35
13	3.47	4.84
17	1.68	1.19
19	1.07	1.59

Tabla 1.25: Tasa de distorsión total de la corriente simulado a partir del circuito 5.

ANALISIS	ATP	SPICE
THDI %	75.43	71.40

La carga de este circuito representa para el sistema eléctrico de potencia:

Potencia: 188 kVA
 Potencia activa: 74.67 kW (≈ 100 HP)
 Potencia reactiva: 7.85 kVAR
 FP: 0.40

Los valores anteriores fueron calculados utilizando las ecuaciones (1.14), (1.15), (1.18) y (1.19).

En cuanto a los límites de distorsión armónica individual de la corriente de carga establecidos en la Norma de Calidad del Servicio de los Sistemas de distribución (SIGET) para cargas mayores a 10 kW a voltajes mayores de 600V, puede decirse que los resultados obtenidos en ambos simuladores para esta carga en particular, los armónicos más predominantes (5 y 7) no cumplen con la regulación establecida ya la tasa máxima permitida. Así también la distorsión armónica total de la corriente sobrepasa el límite establecido. Nuevamente la simulación cumple su función al predecir la distorsión característica de la carga bajo estudio.

1.3.2.4 MODELO TRIFASICO DE CARGAS NO LINEALES OBTENIDO CON ANALISIS ESTADISTICO

Tal como fue descrito en la sección 1.3.1.4, con el circuito de la Figura 1.13 puede construirse un sistema de tres fases considerando cargas balanceadas y tomando los datos de intensidad y ángulo de la Tabla 1.11, los ángulos deben ser afectados por la corrección de fase según el armónico y secuencia asociada descrita en la Tabla 1.12. La Figura 1.35 muestra el sistema implementado en simulación denominado circuito 6, en las Tablas 1.26 y 1.27 se presentan los valores de intensidad y ángulo por fase para los equipos de cómputo y de iluminación respectivamente.

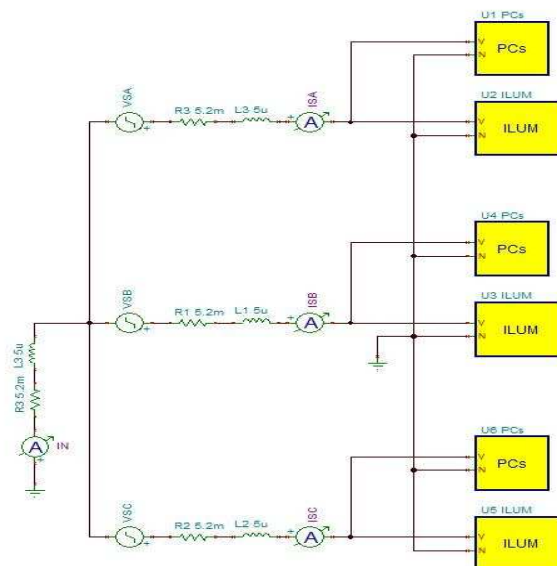


Figura 1.35: Circuito 6 sistema trifásico de cargas no lineales.

Nótese de la Figura 1.35 la presencia del neutro, esto toma relevancia en el análisis de la corriente que circula a través de este ya que por las características armónicas de la carga monofásica (ver Figuras 1.16 y 1.17) advirtiéndose tercera armónica y múltiplos puede estimarse que la intensidad de esta será $I_{NEUTRO} \approx 3I_3 + 3I_6 + 3I_9$.

Tabla 1.26: Valores de amplitudes y ángulos de las armónicas del modelo trifásico de cargas no lineales equipos de computo.

ARMONICO	FASE	A	B	C
	INTENSIDAD (A)	ANGULO (GRADO)	ANGULO (GRADO)	ANGULO (GRADO)
2	0.0816	-47.48	72.52	-167.48
3	13.3704	-103.28	-103.28	-103.28
4	0.0659	97.33	-22.67	-142.67
5	10.0629	76.14	-163.86	125.32
6	0.0603	-108.31	-108.31	-108.31
7	6.0287	-112.88	127.12	30.61
8	0.0252	49.94	169.94	-70.06
9	2.7156	58.69	58.69	58.69
10	0.0401	-154.33	85.57	-34.43
11	0.7102	-136.38	-16.38	103.62
12	0.0254	-0.93	-0.93	-0.93

Tabla 1.27: Valores de amplitudes y ángulos de las armónicas del modelo trifásico de cargas no lineales equipos de iluminación.

ARMONICO	FASE	A	B	C
	INTENSIDAD (A)	ANGULO (GRADO)	ANGULO (GRADO)	ANGULO (GRADO)
2	0.0477	179.16	-60.84	59.16
3	0.5381	-36.34	-36.34	-36.34
4	0.0107	69.99	-80.01	-170.01
5	0.4469	-114.86	5.32	125.32
6	0.0118	-140.95	-140.95	-140.95
7	0.0417	-89.39	150.61	30.61
8	0.0046	9.09	129.09	-110.91
9	0.0913	-123.83	-123.83	-123.83
10	0.0093	117.46	-2.54	-122.54
11	0.0701	-94.11	25.89	145.89
12	0.0049	-114.11	-114.11	-114.11

En las Figuras 1.36 a 1.42 pueden observarse el sistema de voltajes línea a neutro y las tendencias de las formas de onda de corriente de línea y la que circula a través del neutro.

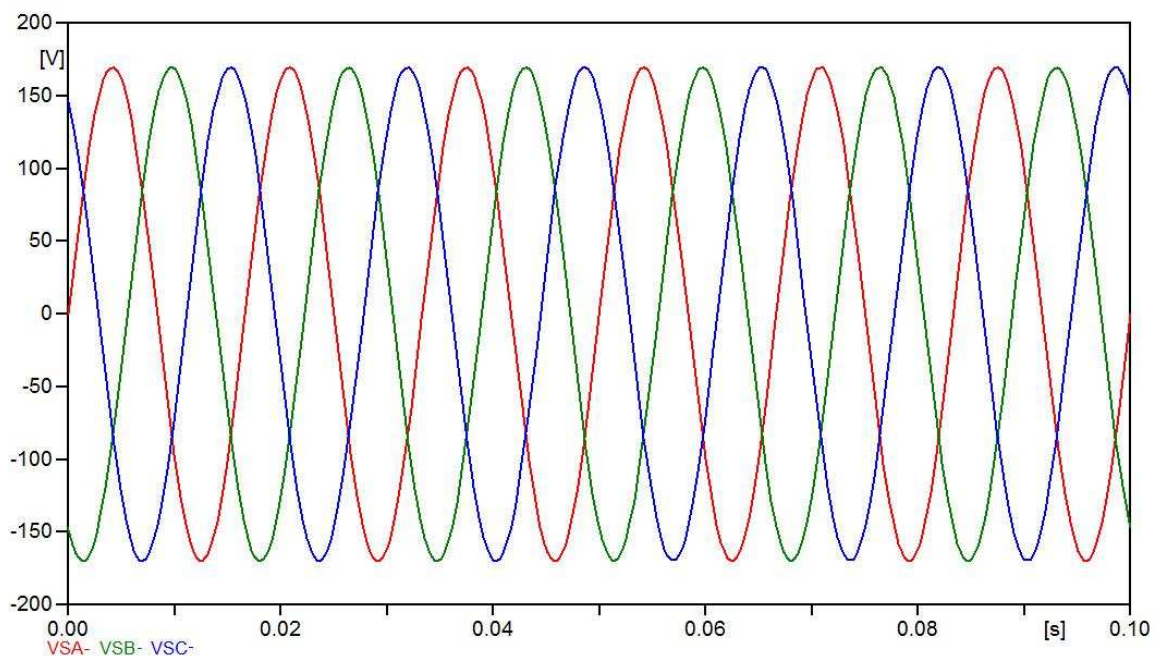


Figura 1.36: Sistema de voltajes línea a neutro aplicado al circuito 6.

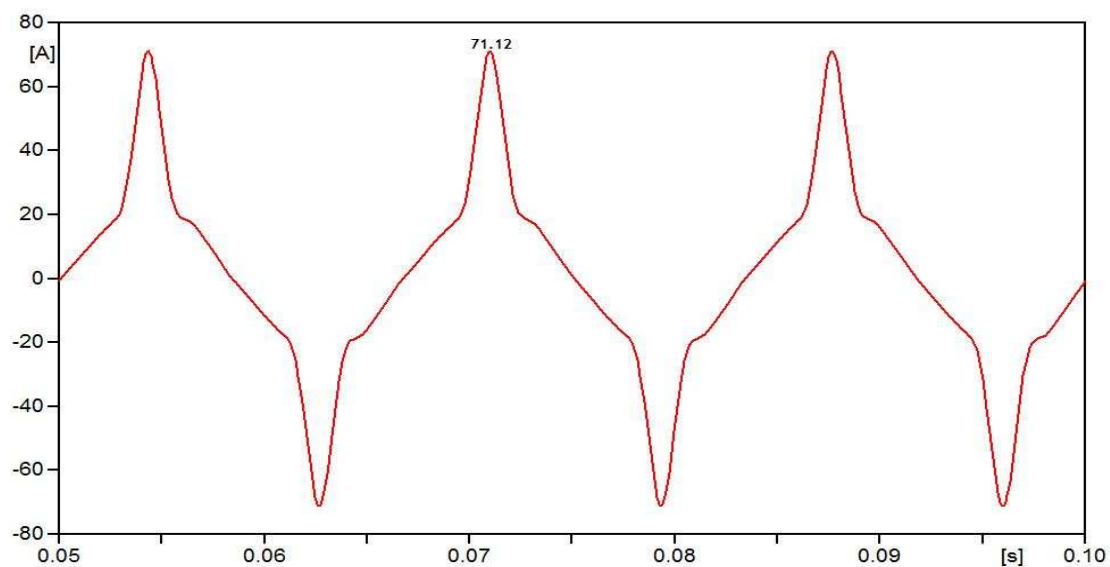


Figura 1.37: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en ATP para el circuito 6.

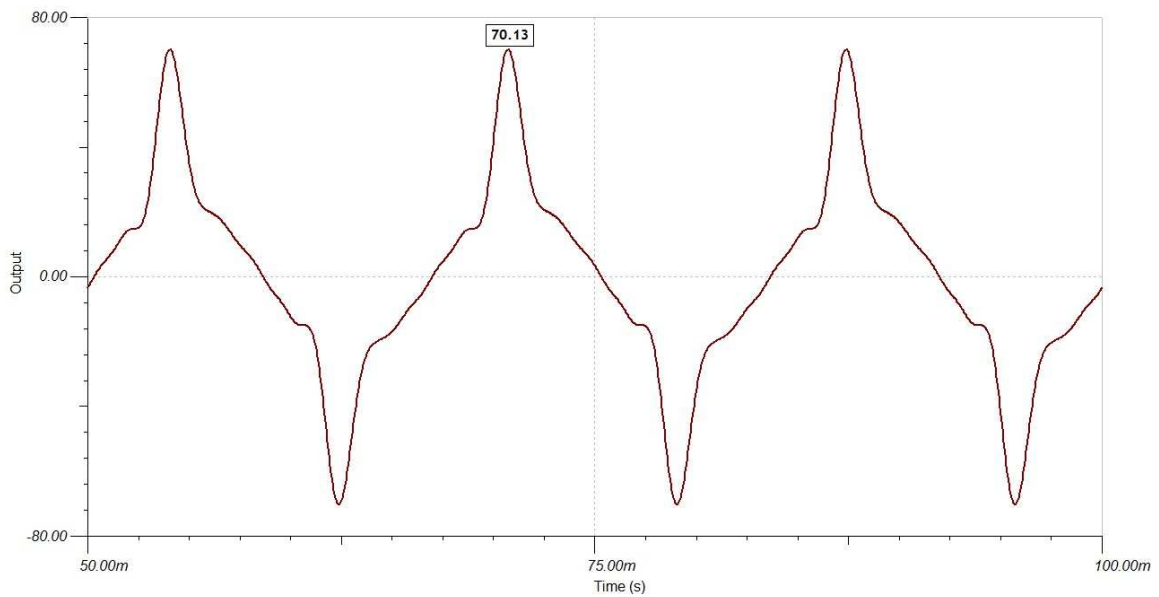


Figura 1.38: Tendencia de la forma de onda de corriente de línea simulada en SPICE para el circuito 6.

Las Figuras 1.39 y 1.40 muestran que a través del neutro circula una considerable corriente, como resultado de la presencia de armónicas múltiplos de 3.

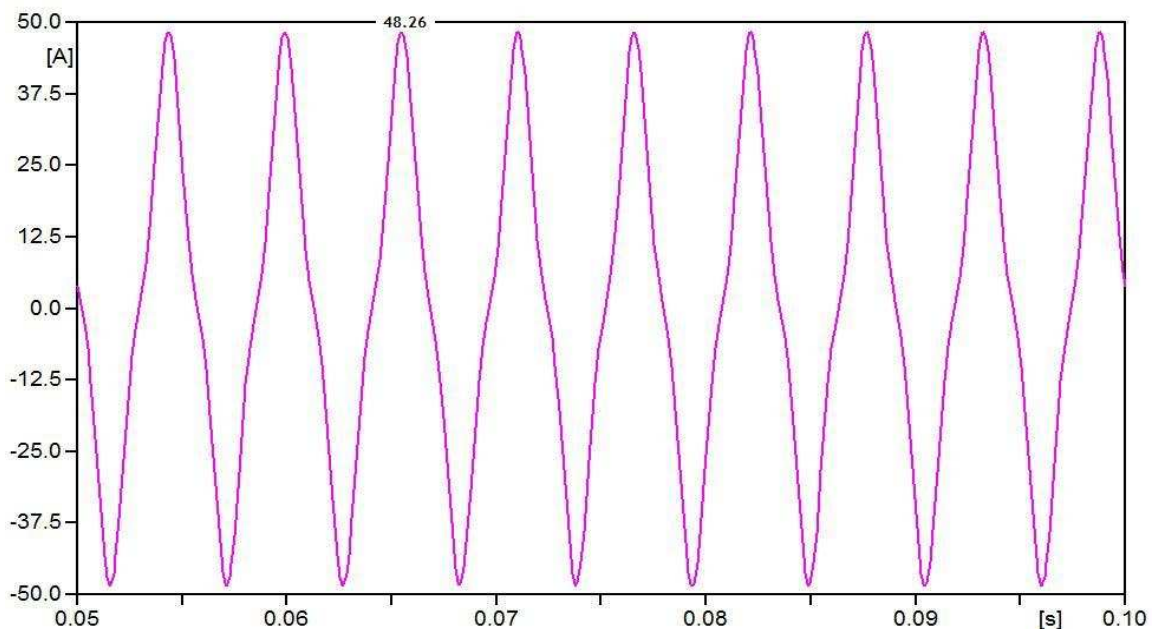


Figura 1.39: Tendencia de la forma de onda de corriente que circula por el neutro simulada en ATP para el circuito 6.

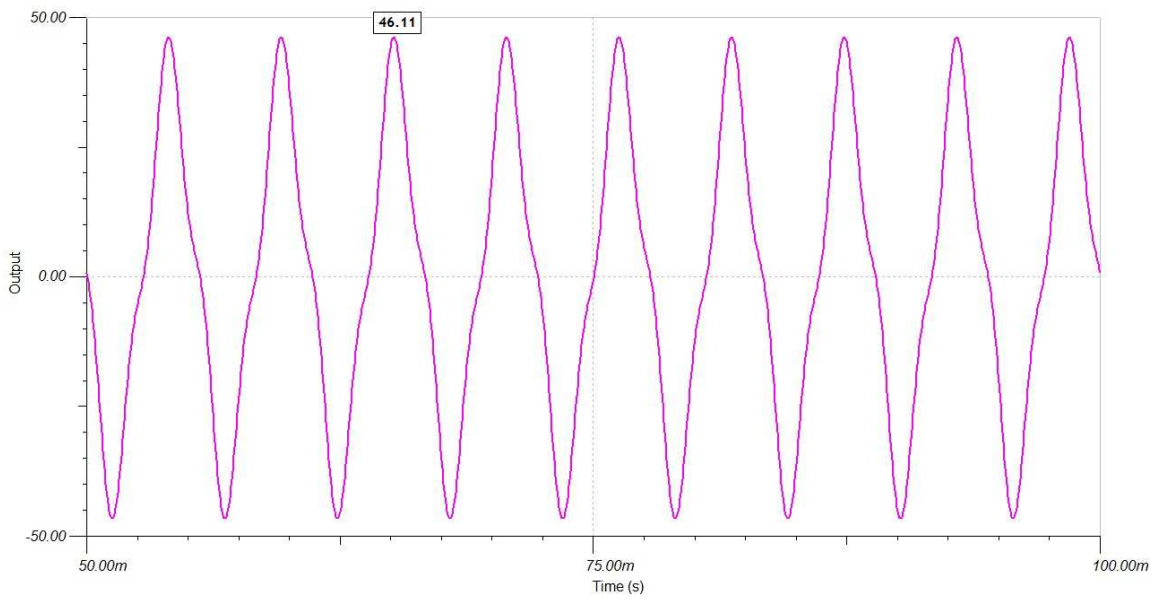


Figura 1.40: Tendencia de la forma de onda de corriente que circula por el neutro simulada en SPICE para el circuito 6.

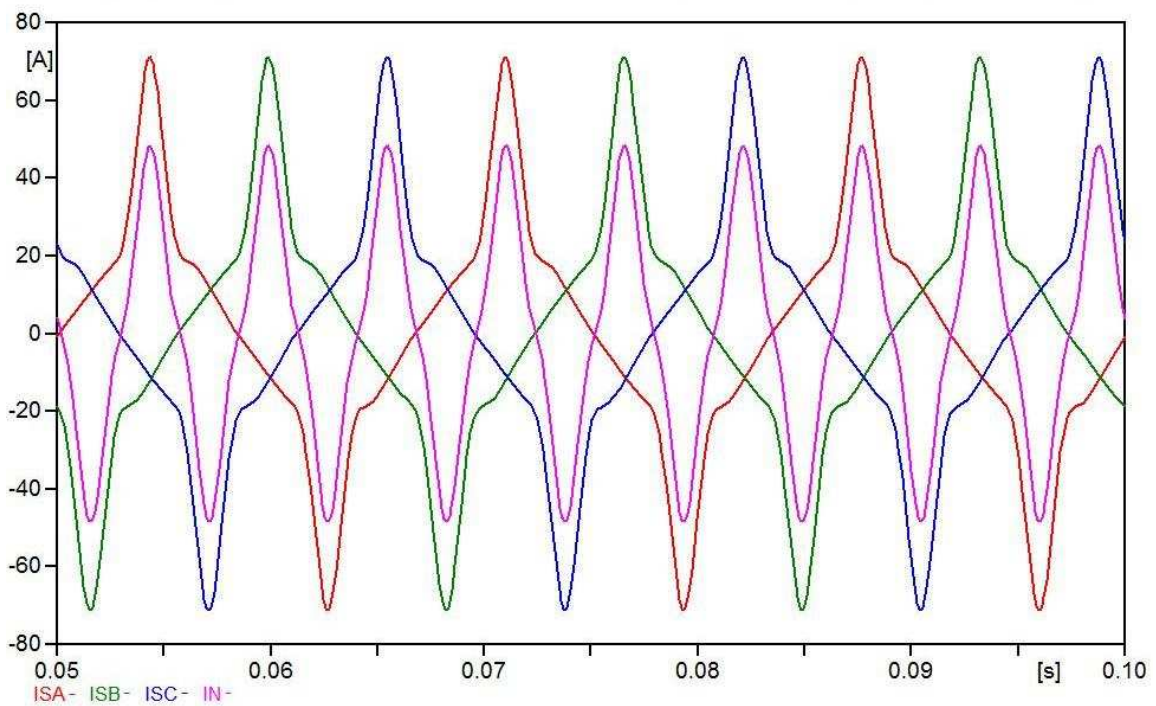


Figura 1.41: Tendencia de las formas de onda de corrientes de línea y neutro simuladas en ATP para el circuito 6.

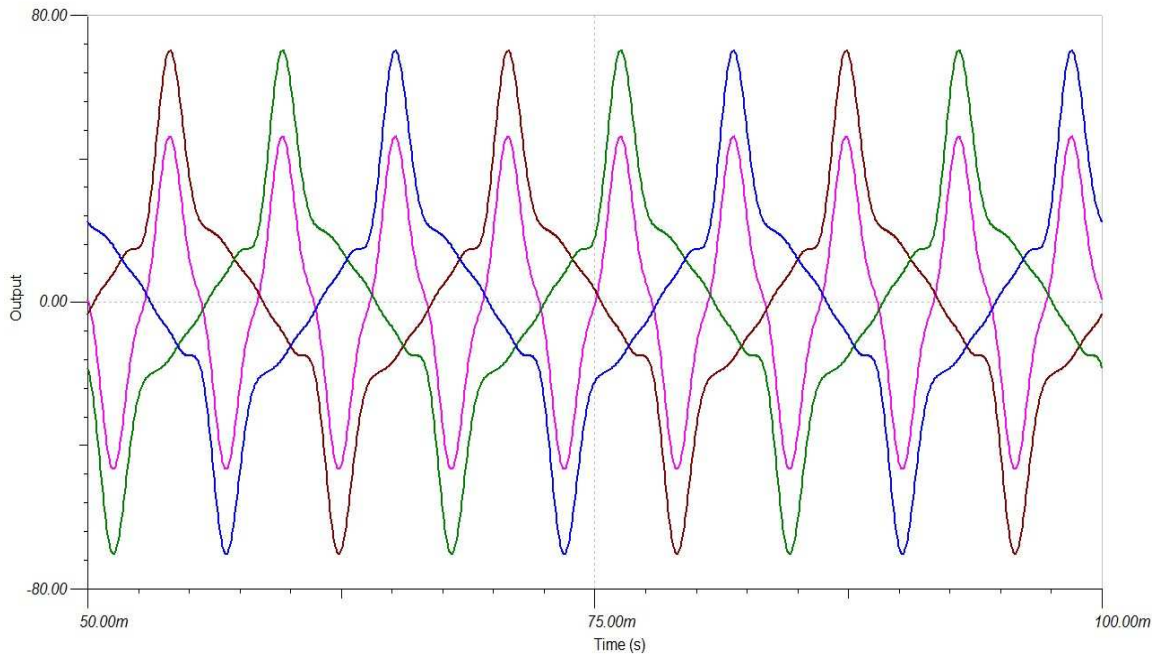


Figura 1.42: Tendencia de las formas de onda de corrientes de línea y neutro simuladas en SPICE para el circuito 6.

Tabla 1.28: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente de línea fase A simuladas a partir del circuito 6.

ARMONICO	1	3	5	7	9	11
ATP	27.34	9.56	6.79	4.28	1.83	0.538
SPICE	27.33	9.11	6.91	4.26	1.84	.548

Tabla 1.29: Valores RMS de las componentes armónicas de la corriente através del neutro simuladas a partir del circuito 6.

ARMONICO	3	6	9
ATP	28.67	0.15	5.51
SPICE	27.33	0.12	5.52

Las Figuras 1.43 a 1.46 ilustran gráficamente los datos presentados en las Tablas 1.28 y 1.29.

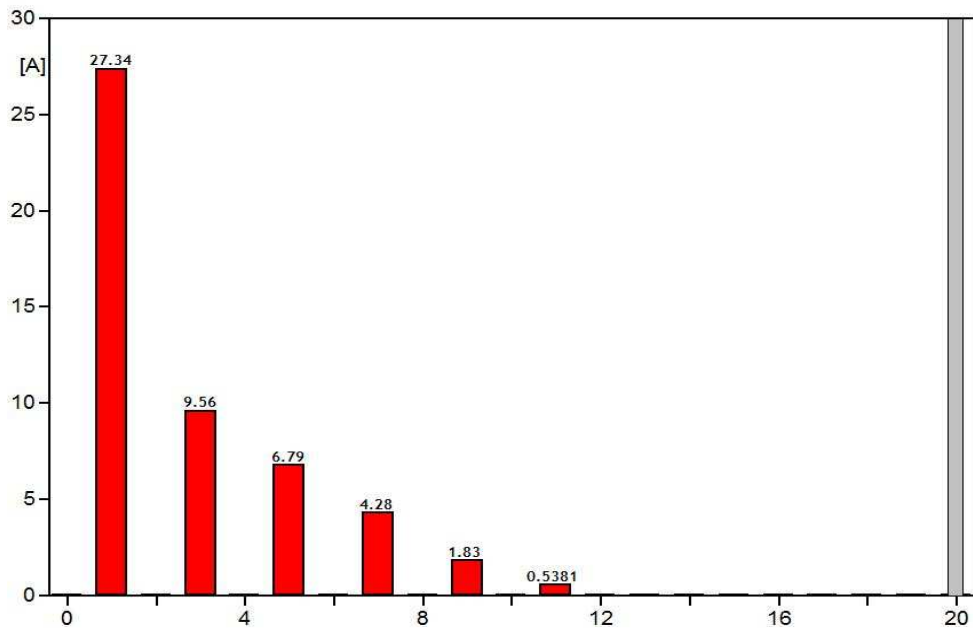


Figura 1.43: Componentes de corriente armónicas de línea obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 6.

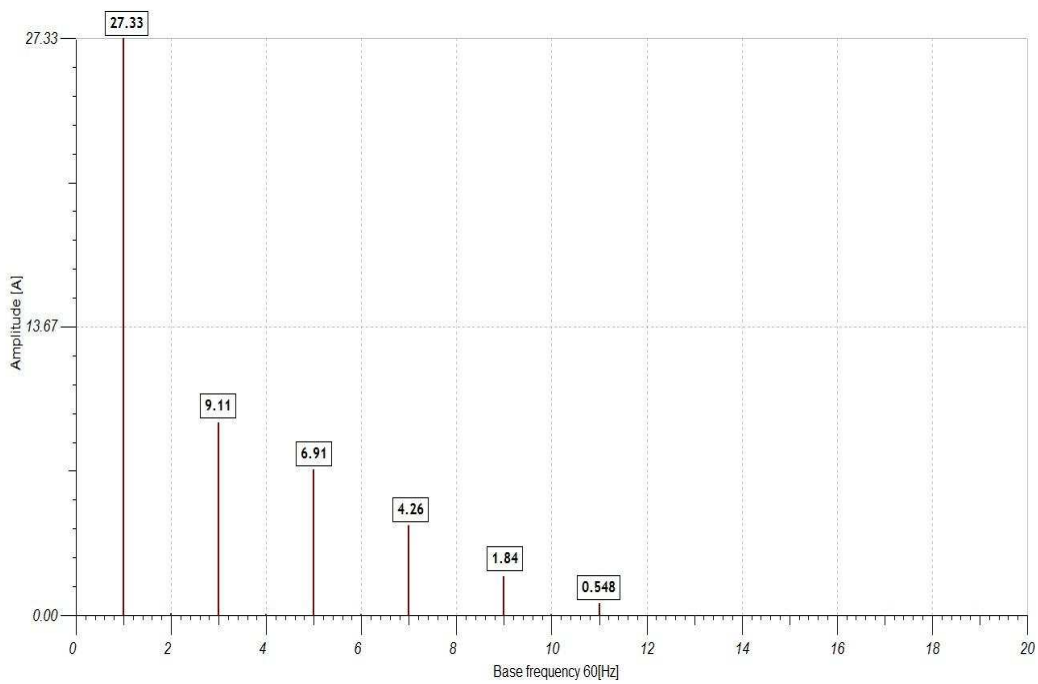


Figura 1.44: Componentes de corriente armónicas de línea obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 6.

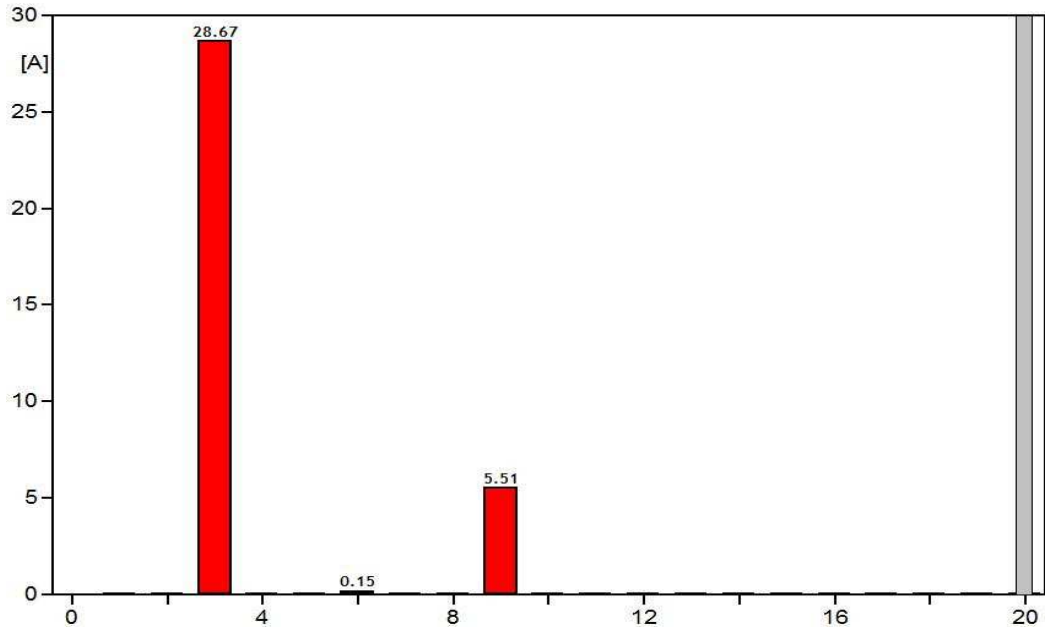


Figura 1.45: Componentes armónicas de la corriente que circula por el neutro obtenidas de la simulación en ATP para el circuito 6.

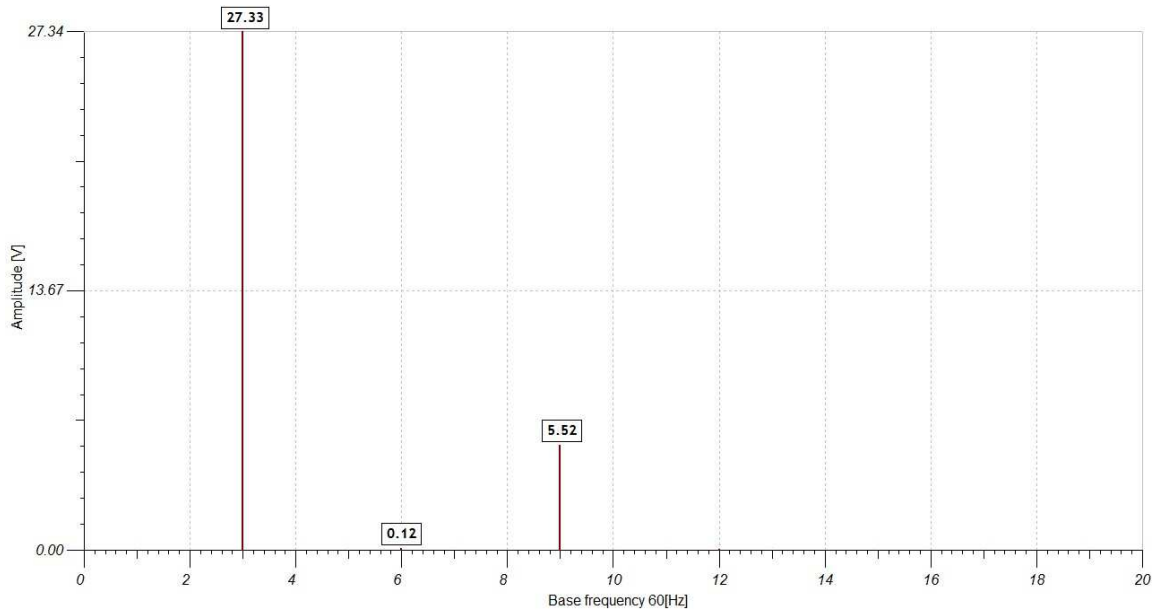


Figura 1.46: Componentes armónicas de la corriente que circula por el neutro obtenidas de la simulación en SPICE para el circuito 6.

Con base a los datos de la Tabla 1.26 puede estimarse que la corriente por el neutro tiene una amplitud de:

Simulación con ATP: $I_{NEUTRO} = I_3 + 3I_6 + 3I_9 = 34.33A_{RMS}$
 $I_{NEUTRO} = \sqrt{2}(34.33) = 48.55A_{PICO}$

Simulación con SPICE: $I_{NEUTRO} = I_3 + 3I_6 + 3I_9 = 32.97A_{RMS}$
 $I_{NEUTRO} = \sqrt{2}(34.33) = 46.62A_{PICO}$

Al observar los valores pico de las Figuras 1.39 y 1.40 puede identificarse que la predicción es próxima en cada uno de los simuladores con una diferencia de 0.6% para el ATP (48.26A_{PICO}) y 1.10% para el SPICE (46.11A_{PICO}).

Tabla 1.30: Tasa de distorsión individual de las componentes armónicas de corriente de línea simulado a partir del circuito 6.

ARMONICO	ATP	SPICE
3	35.13	33.48
5	24.84	25.32
7	15.66	15.59
9	6.77	6.81
11	1.97	1.98

Tabla 1.31: Tasa de distorsión total de la corriente de línea simulado a partir del circuito 6.

ANALISIS	ATP	SPICE
THD %	46.20	45.21

Los porcentajes de diferencia entre los valores obtenidos mediante las simulaciones comparados para ambos programas mediante un análisis estadístico arrojan los siguientes resultados:

Tabla 1.32: Resultados del análisis estadístico de los valores obtenidos mediante las simulaciones a partir del circuito 3.

MAXIMA DIFERENCIA	4.69%
DIFERENCIA PROMEDIO	1.36%
DESVIACIÓN ESTANDAR	1.75%

La Tabla 1.32 presenta el consolidado de las diferencias obtenidas tras la comparación valor por valor y tomando como referencia los datos obtenidos con ATP (ya que son mas próximos a las mediciones), las diferencias no sobrepasan el 4.69%, por lo tanto pueden validarse los resultados para ambos programas, como en el caso monofásico los valores obtenidos son muy próximos.

La carga de este circuito representa para el sistema eléctrico de potencia:

Potencia activa: 4.908 kW
Potencia reactiva: 0.333 kVAR

Los valores anteriores fueron calculados utilizando las ecuaciones (1.14) y (1.15).

Como pudo comprobarse el modelamiento por equivalentes Norton a partir de datos medidos puede utilizarse para el análisis de sistemas trifásicos con presencia de armónicos. La presencia de corriente circulando por el neutro confirma [3,5] que las componentes múltiples de la tercera armónica por estar en fase se suman originando una corriente que tiene una amplitud próxima a tres veces la intensidad de la tercera armónica.

1.3.3 DESEMPEÑO DE FILTROS DE ARMONICOS

Los filtros constituyen la mejor solución a los problemas de distorsión originados por la presencia de armónicos en las instalaciones eléctricas [14]. Generalmente están formados por condensadores, inductancias y resistencias cuyo propósito es proveer una baja impedancia par servir de sumidero a las corrientes armónicas con ello reducir la distorsión y proveer al sistema parte de la potencia reactiva.

Según el tipo de armónicos a eliminar (por lo general se realiza para los armónicos mas significativos), se han propuesto diferentes esquemas de compensación que implican la implementación de filtros pasivos, activos e

híbridos [14]. En lo que respecta a este trabajo de investigación se enfoca el interés a la aplicación de filtros pasivos por lo que a continuación se describen sus topologías.

Los filtros pasivos pueden ser, según el propósito particular que se persigue, de dos tipos:

- Filtros Series.
- Filtros Shunt o paralelo.

Los filtros series evitan el paso de una componente de frecuencia particular, desde el contaminante hacia una instalación o parte del sistema de potencia, mediante la presencia de una gran impedancia serie a la frecuencia especificada. Estos constan de un inductor y un condensador (capacitor) en paralelo que se posicionan en serie a la parte de la red que se desea proteger, según se ilustra en la Figura 1.47.

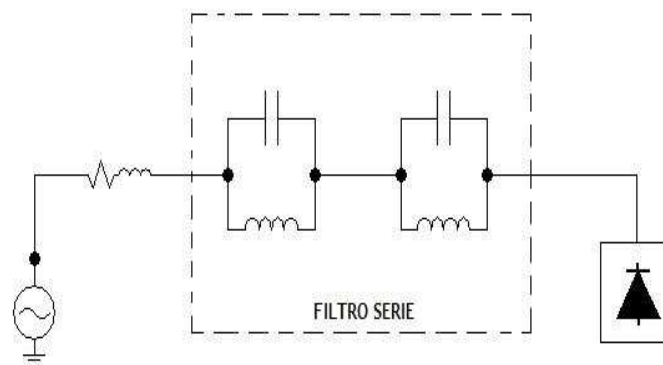


Figura 1.47: Filtro pasivo serie.

Los Filtros Shunt o paralelo proveen un paso alternativo de muy baja impedancia para las frecuencias armónicas, y consisten en una rama resonante serie, compuesta por elementos RLC en conexión paralela con el sistema de alimentación, entre otros.

Entre las ventajas más reconocidas pueden mencionarse: su economía, transporta únicamente las corrientes armónicas para las que fue sintonizado y proporciona una parte de la potencia reactiva al sistema. En la figura 1.48 se ilustra una de la topología del filtro paralelo y su conexión en la red eléctrica.

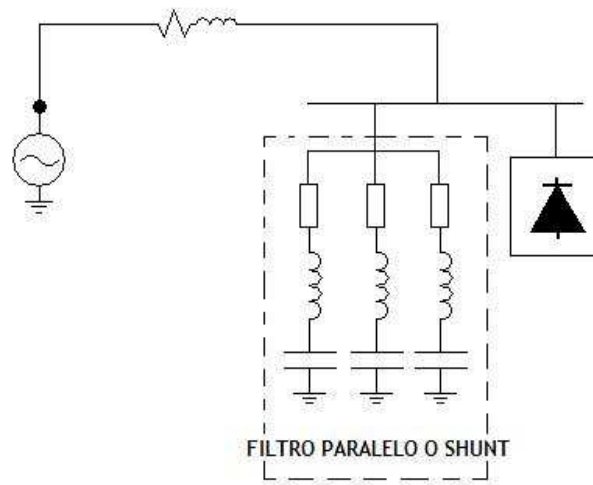


Figura 1.48: Filtro pasivo paralelo o shunt.

Entre las configuraciones más utilizadas de los filtros pasivos en paralelo se encuentran: los filtros sintonizados simples, filtros doblemente sintonizados y los pasa alto. En este documento se realizan simulaciones implementando la topología de filtro paralelo sintonizado simple.

Los valores de los elementos RLC que componen las ramas del filtro son determinados teniendo en consideración los siguientes parámetros:

1. La potencia reactiva requerida a voltaje nominal.
2. Las frecuencias de sintonía.
3. El factor de calidad, que es una medida de la característica de impedancia y hace que esta sea mas o menos estrecha o abrupta. Es determinado por el valor de la resistencia.

El filtro sintonizado simple consiste de una rama RLC serie tal y como se muestra en la Figura 1.49, el cual es sintonizado a la frecuencia que se desea filtrar, una recomendación frecuentemente aplicada en la practica es sintonizar el filtro en un rango de $\pm 5\%$, $\pm 7\%$ o $\pm 10\%$ esto para evitar sobrecargar los circuitos compensadores y posibles cortocircuitos directos para cada armónico [15] con ello se pretende aumentar el tiempo de vida útil del filtro.

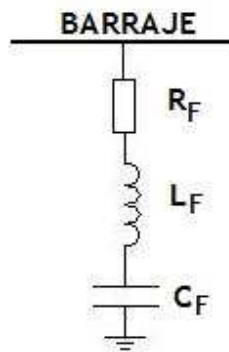


Figura 1.49: Filtro pasivo sintonizado simple.

Los valores de los componentes del filtro son calculados a partir de una serie de ecuaciones [16] derivadas de la impedancia del circuito.

Para el cálculo de la reactancia capacitiva X_C se consideran el voltaje nominal línea (V) a neutro y el valor de la potencia reactiva a suministrar (Q_C).

$$\text{Ecuación (1.24)} \quad X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{|V|^2}{Q_C}$$

La capacitancia del filtro es calculada en base a:

$$\text{Ecuación (1.25)} \quad C_F = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_C}$$

El parámetro f representa la frecuencia fundamental del sistema eléctrico, para el caso del sistema de potencia de El Salvador 60 Hz.

Para el cálculo del reactor se toman en cuenta tanto la frecuencia de sintonización ($f' = f \pm f \cdot [5\% \text{ o } 7\%]$) como la capacitancia del filtro y el orden del armónico a filtrar (h), dicho valor es calculado con:

$$\text{Ecuación (1.26)} \quad L_F = \left[\frac{1}{2\pi \cdot f' \cdot h \cdot \sqrt{C_F}} \right]^2$$

El factor de calidad del filtro es representado por el elemento R_F que es la resistencia interna del inductor calculada en base a:

$$\text{Ecuación (1.27)} \quad R_F = \frac{2\pi \cdot f \cdot h \cdot L_F}{Q}$$

Una vez establecidas las ecuaciones para el cálculo de los elementos que componen el filtro, solo resta mencionar dos aspectos importantes: la ubicación en la instalación y los problemas más comunes.

Existen dos opciones para ubicar un filtro pasivo para armónicos:

1. A nivel de media tensión con el objetivo de disminuir las pérdidas en el sistema.
2. En baja tensión cercano a la carga no lineal para evitar la inyección de corrientes armónicas a la red.

Los criterios de ubicación del filtro son:

Ante la existencia de cargas altamente contaminantes. El filtro debe ubicarse en el lado de baja tensión; de esta forma el transformador de potencia sirve de amortiguador (aislante de armónicos) tanto de las corrientes armónicas provenientes de otras cargas como de las corrientes armónicas generada por la carga.

Para cargas armónicas distribuidas el filtro debe ubicarse en media tensión y en lugares estratégicos con el fin de evitar circulaciones excesivas de corrientes armónicas por la red.

Entre los problemas de los filtros se encuentra la desintonía. Cuatro de los eventos más comunes que pueden provocar resintonización son:

1. Deterioro de los condensadores, lo cual disminuye la capacitancia total y con esto aumenta la frecuencia a la cual el filtro fue sintonizado.
2. Tolerancia de fabricación tanto en el reactor como en los condensadores.
3. Variación de temperatura.
4. Variaciones en el sistema eléctrico de potencia.

A continuación se procede a evaluar el desempeño de los filtros en sistemas monofásicos y trifásicos, para ello se calcularon e implementaron en simulación filtros de armónicos para los circuitos de las secciones 1.4.1.2 y 1.4.2.2. Los filtros fueron simulados a niveles de baja tensión cercanos a la carga realizándose 2 tipos de simulación para cada caso, la primera donde los componentes fueron calculados considerando que el filtro provee exactamente la potencia reactiva que la carga demanda (caso teórico), y la segunda con base a valores comerciales de filtros de armónicos donde los componentes fueron calculados considerando la potencia reactiva que provee el equipo en particular (caso práctico) [17].

1.3.3.1 DESEMPEÑO DE FILTROS DE ARMONICOS EN SISTEMAS MONOFASICOS

Para evaluar el desempeño del filtro se considero el circuito de la sección 1.4.1.2 (circuito 1) que es un convertidor monofásico de 4 pulsos, el filtrado se realiza para los tres componentes armónicos más significativos (3, 5 y 7). El circuito simulado se muestra en la Figura 1.50. Los valores de los parámetros del circuito de potencia y componentes calculados utilizando las ecuaciones (1.24) a (1.27) para el filtro son presentados en la Tabla 1.33.

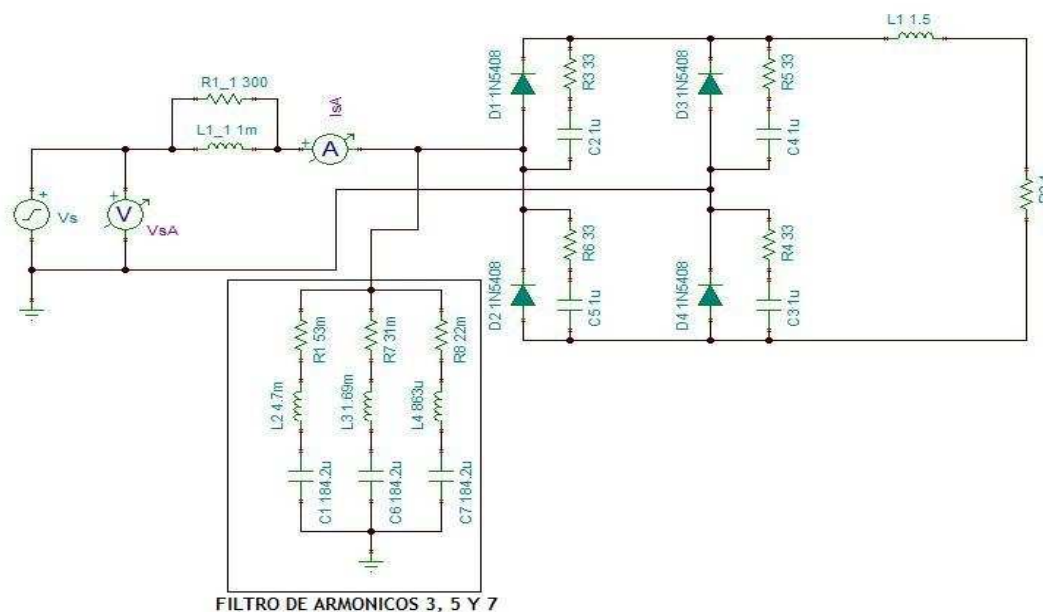


Figura 1.50: Circuito simulado para la eliminación de los armónicos 3, 5 y 7.

Tabla 1.33: Valores de componentes calculados para la simulación del filtro del circuito 1.

VOLTAJE NOMINAL (VRMS)		120				
FRECUENCIA FUNDAMENTAL DEL SISTEMA (Hz)		60				
FRECUENCIA DE SINTONIA FUNDAMENTAL (Hz)		57				
FACTOR DE CALIDAD		100				
CASO	TEORICO			PRACTICO		
POTENCIA (kVAR)	0.407			1.0		
FILTRO	3H	5H	7H	3H	5H	7H
C _F (μF)	25	25	25	184.2	184.2	184.2
L _F (mH)	34.66	12.47	6.36	4.70	1.69	0.86
R _F (Ω)	0.39	0.23	0.17	0.053	0.031	0.022

Los resultados de la simulación se muestran en las figuras 1.51 y 1.52, al comparar las formas de onda con las de la Figura 1.3 y 1.4 se observa una mejoría y como consecuencia un aumento en la amplitud pico de la corriente.

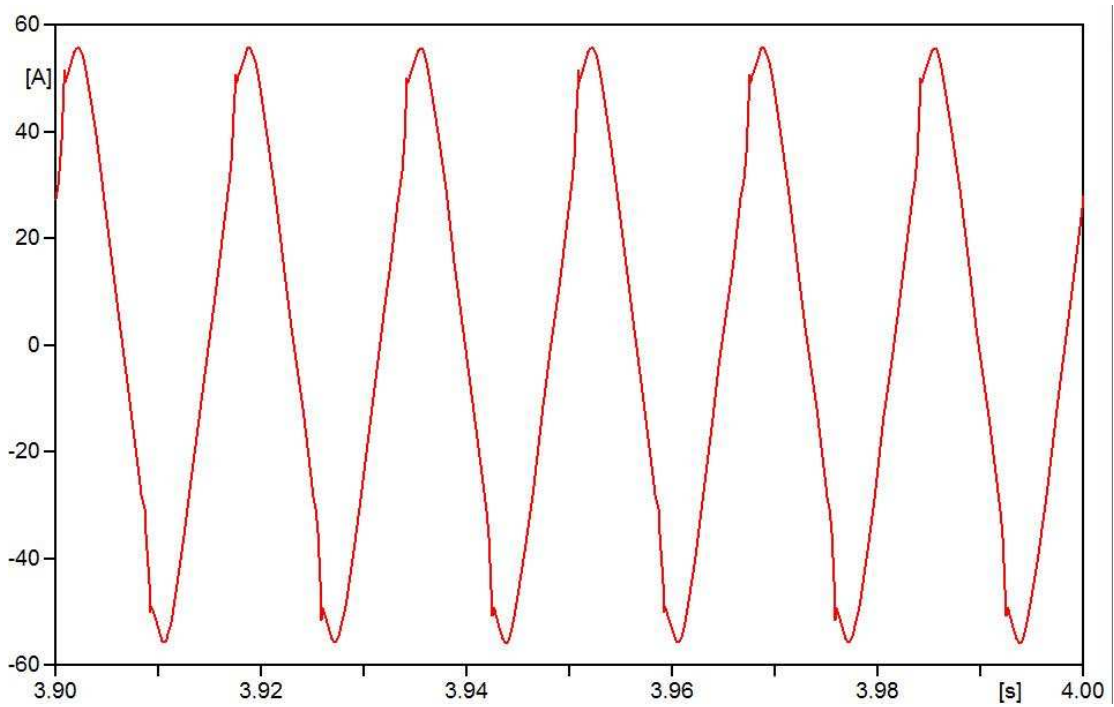


Figura 1.51: Corriente de fase luego de la filtración de armónicos en ATP.

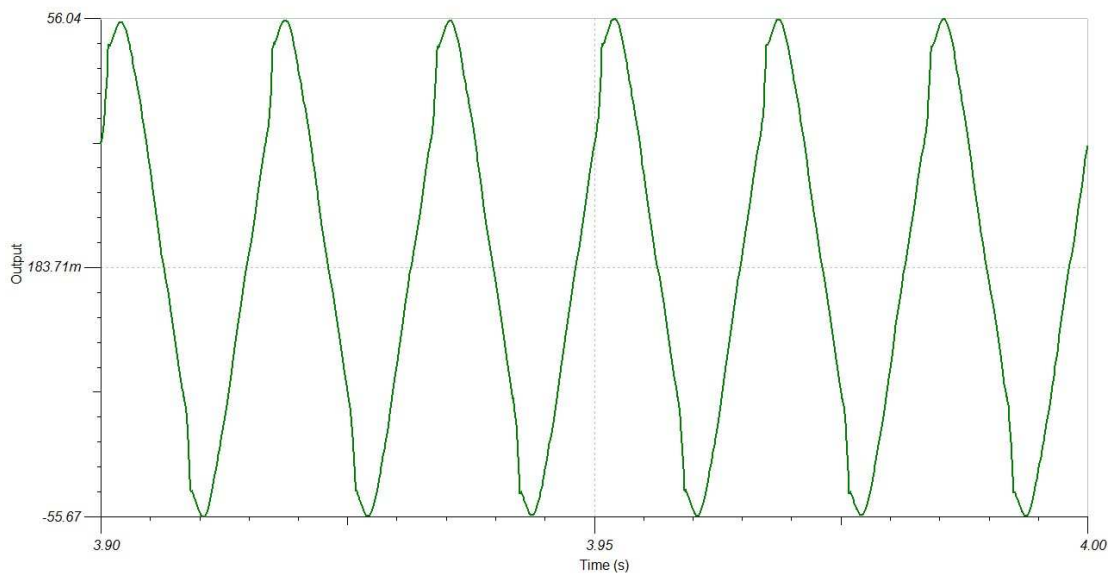


Figura 1.52: Corriente de fase luego de la filtración de armónicos en SPICE.

Tabla 1.34: Valores RMS de las componentes armónicas de corriente sin filtrar y filtradas.

SIMULADOR	ATP			SPICE		
	SIN FILTRO	CON FILTRO		SIN FILTRO	CON FILTRO	
		TEORICO	PRACTICO		TEORICO	PRACTICO
1	22	22.9	36.05	21.54	21.9	35.20
3	6.98	6.28	3.40	6.82	6.08	3.60
5	3.79	2.56	0.83	3.71	2.74	1.09
7	2.33	0.99	0.23	2.27	1.13	0.33
9	1.47	1.23	0.53	1.44	1.15	0.54
11	0.93	0.91	0.50	0.90	0.84	0.48
13	0.59	0.64	0.42	0.56	0.59	0.39
15	0.40	0.43	0.34	0.37	0.41	0.31
17	0.31	0.30	0.28	0.29	0.28	0.24
19	0.28	0.23	0.22	0.27	0.21	0.19

La Tabla 1.35 presenta el THD de la corriente de línea obtenido con ambos métodos de filtrado comparado con el obtenido sin filtrar.

Tabla 1.35: THD de la corriente de línea sin filtro y con filtro de la Figura 1.38.

SIMULADOR	ATP			SPICE		
	SIN FILTRO	CON FILTRO		SIN FILTRO	CON FILTRO	
		TEORICO	PRACTICO		TEORICO	PRACTICO
%THDI	38.64	30.91	10.13	38.57	32.22	11.06

Al observar los valores de las Tablas 1.34 y 1.35 puede notarse fácilmente que el filtrado mediante filtro pasivo practico presenta los mejores resultados teniendo una afectación directa a la magnitud de la corriente fundamental la que aumenta en 63.86% para el ATP y 63.41% para el SPICE. Las figuras 1.53 y 1.54 muestran gráficamente los resultados de las componentes armónicas obtenidas aplicando un filtro pasivo práctico.

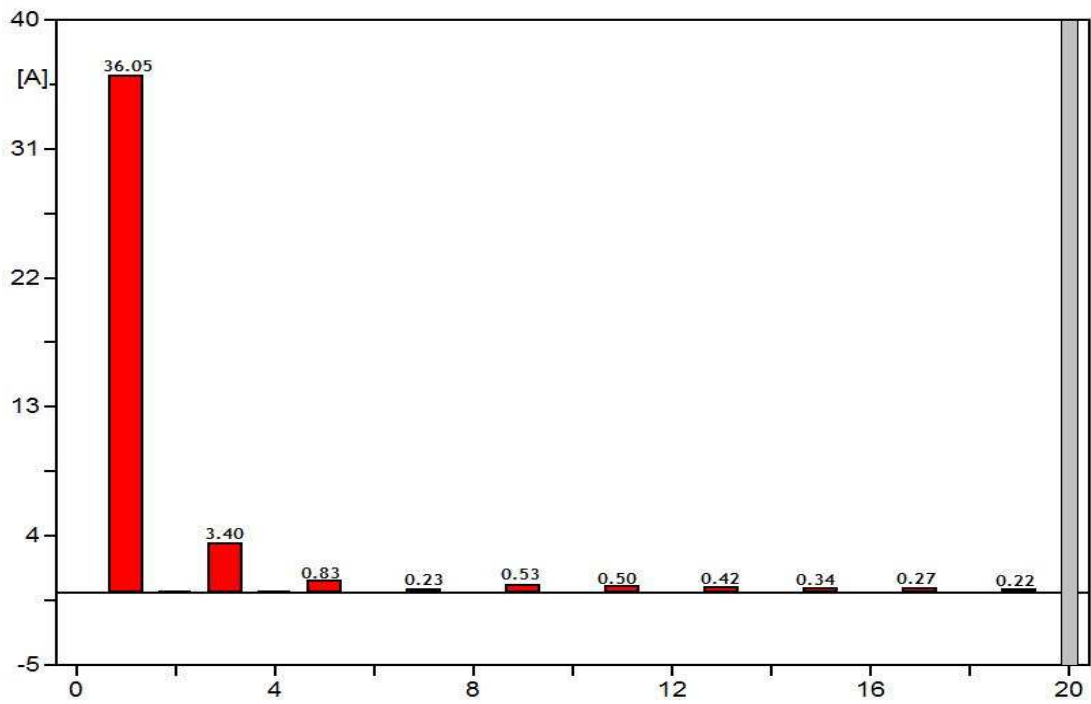


Figura 1.53: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en ATP.

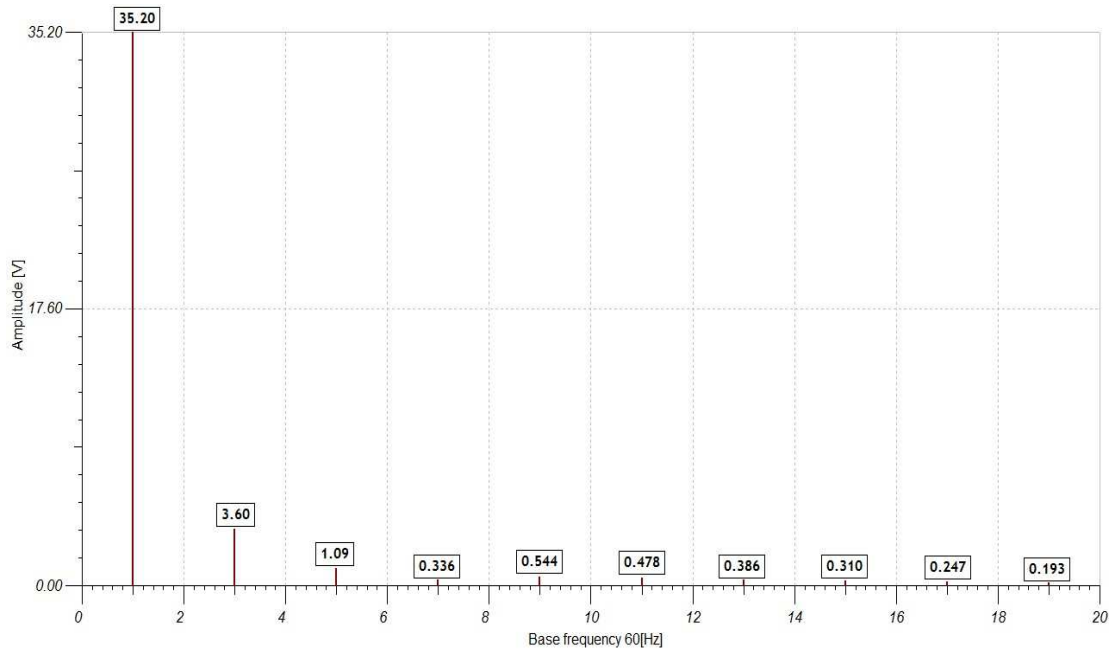


Figura 1.54: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en SPICE.

En cuanto a los límites de distorsión armónica de la corriente de carga establecidos en la Norma de Calidad del Servicio de los Sistemas de distribución (SIGET) para cargas menores a 10 kW a voltajes menores de 600V, puede decirse que los resultados obtenidos en ambos simuladores para esta carga en particular y tras aplicar un filtro pasivo practico, se cumple con la regulación pero debe tomarse en cuenta la afectación de la componente fundamental.

De nuevo la simulación del circuito de la Figura 1.50, permitió identificar cual de las técnicas de mitigación es la más apropiada para el tipo de carga bajo estudio.

1.3.3.2 DESEMPEÑO DE FILTROS DE ARMONICOS EN SISTEMAS TRIFASICOS

Para evaluar el desempeño de los filtros se considero el circuito de la sección 1.4.2.2 (circuito 4) que es un convertidor monofásico de 6 pulsos, el filtrado se realiza para los tres componentes armónicos más significativos (5 y 7). El circuito simulado se muestra en la Figura 1.55. Los valores de los parámetros del circuito de potencia y componentes calculados utilizando las ecuaciones (1.24) a (1.27) para el filtro son presentados en la Tabla 1.36. Los resultados de la simulación para la corriente de línea se analizan tomando la fase A (ya que el circuito presenta condiciones de corriente balanceadas).

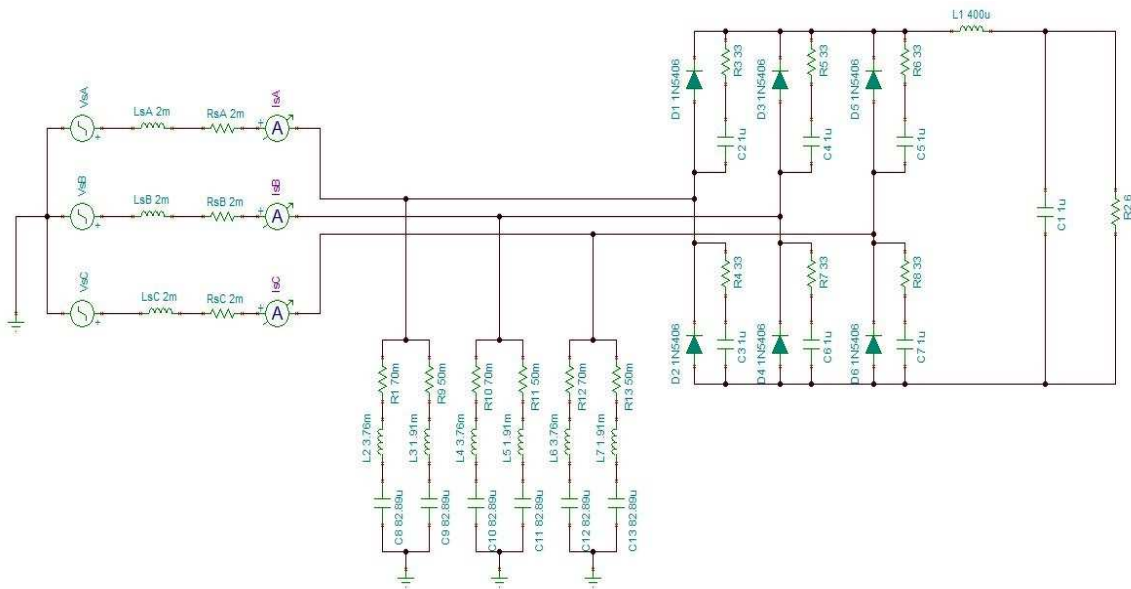


Figura 1.55: Circuito simulado para la eliminación de los armónicos 5 y 7.

Tabla 1.36: Valores de componentes calculados para la simulación del filtro del circuito 1.

VOLTAJE NOMINAL (VRMS)		320		
FRECUENCIA FUNDAMENTAL DEL SISTEMA (Hz)		60		
FRECUENCIA DE SINTONIA FUNDAMENTAL (Hz)		57		
FACTOR DE CALIDAD		100		
CASO	TEORICO		PRACTICO	
POTENCIA (kVAR)	9.228		1.0	
FILTRO	5H	7H	5H	7H
C_F (μF)	76.49	76.49	82.89	82.89
L_F (mH)	4.07	2.08	3.76	1.91
R_F (Ω)	0.076	0.054	0.07	0.05

Los resultados de la simulación se muestran en las figuras 1.56 y 1.57, al comparar las formas de onda con las de la Figura 1.22 y 1.23 se observa claramente una mejoría producto del filtrado.

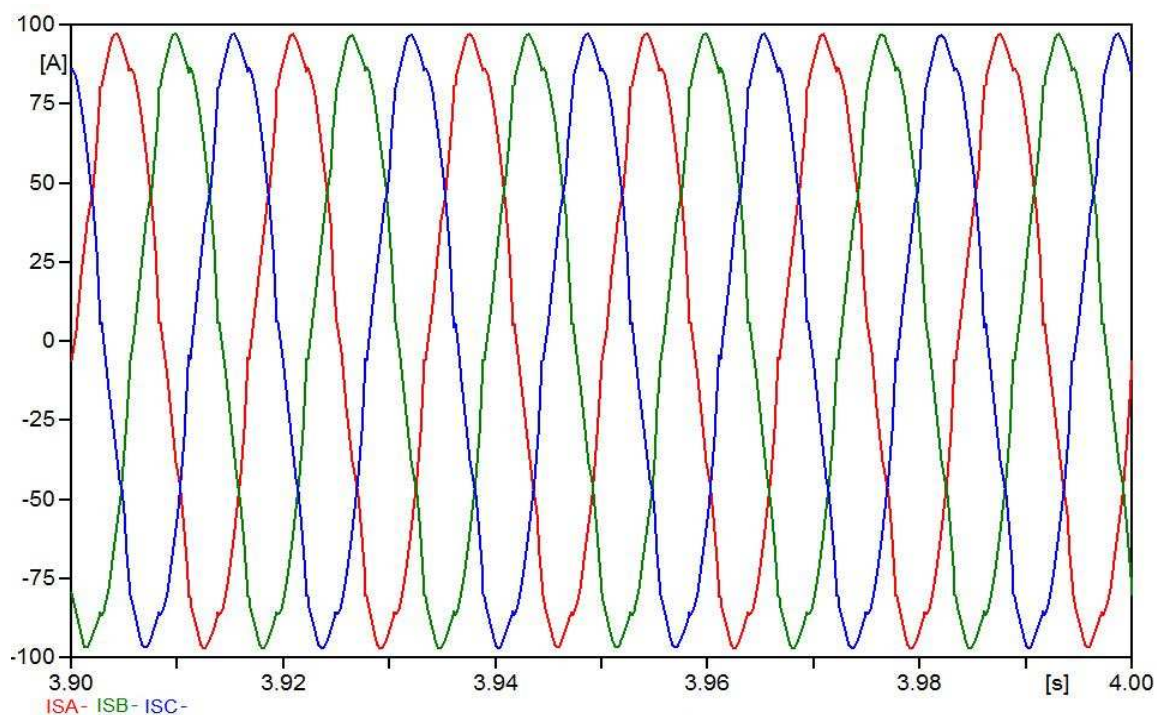


Figura 1.56: Corrientes de línea luego de la filtración de armónicos en ATP.

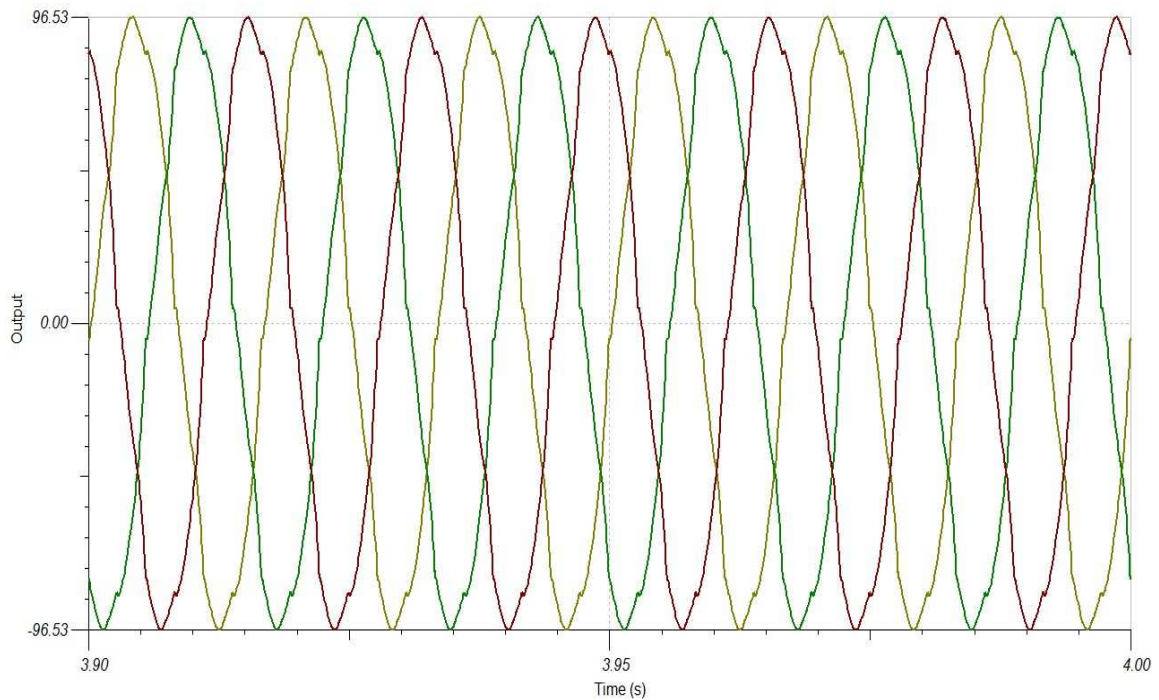


Figura 1.57: Corrientes de línea luego de la filtración de armónicos en SPICE.

Tabla 1.37: Valores RMS de las componentes armónicas de la corriente de línea sin filtrar y filtradas.

SIMULADOR	ATP			SPICE		
	SIN FILTRO	CON FILTRO		SIN FILTRO	CON FILTRO	
		TEORICO	PRACTICO		TEORICO	PRACTICO
1	61.71	67.79	68.242	61.3	67.23	67.7
5	10.75	3.09	2.95	10.61	3.26	3.11
7	3.87	0.63	0.59	3.63	0.58	0.52
11	1.66	1.31	1.28	1.55	1.35	1.31
13	0.91	0.77	0.75	0.83	0.71	0.70
17	0.78	0.43	0.44	0.79	0.47	0.47
19	0.56	0.32	0.32	0.59	0.32	0.32

La Tabla 1.38 presenta el THD de la corriente de línea obtenido con ambos métodos de filtrado comparado con el obtenido sin filtrar.

Tabla 1.38: THD de la corriente de línea sin filtro y con filtro de la Figura 1.55.

SIMULADOR	ATP			SPICE		
	SIN FILTRO	CON FILTRO		SIN FILTRO	CON FILTRO	
		TEORICO	PRACTICO		TEORICO	PRACTICO
%THDI	18.84	5.28	5.05	18.57	5.5	5.24

Al observar los valores de las Tablas 1.37 y 1.38 puede notarse que para ambas técnicas de filtrado los resultados son muy próximos, el THD de la corriente de línea ha mejorado en 13.79% para el ATP y 13.33% para el SPICE en el caso practico. Las Figuras 1.58 y 1.59 muestran gráficamente los resultados de las componentes armónicas obtenidas aplicando un filtro pasivo práctico.

En cuanto a los límites de distorsión armónica de la corriente de carga establecidos en la Norma de Calidad del Servicio de los Sistemas de distribución (SIGET) para cargas menores a 10 kW a voltajes menores de 600V, puede decirse que los resultados obtenidos en ambos simuladores para esta carga en particular y tras aplicar un filtro pasivo practico, no se cumple con la regulación, habría que realizar una mejor mitigación de armónicos para lograr cumplirla.

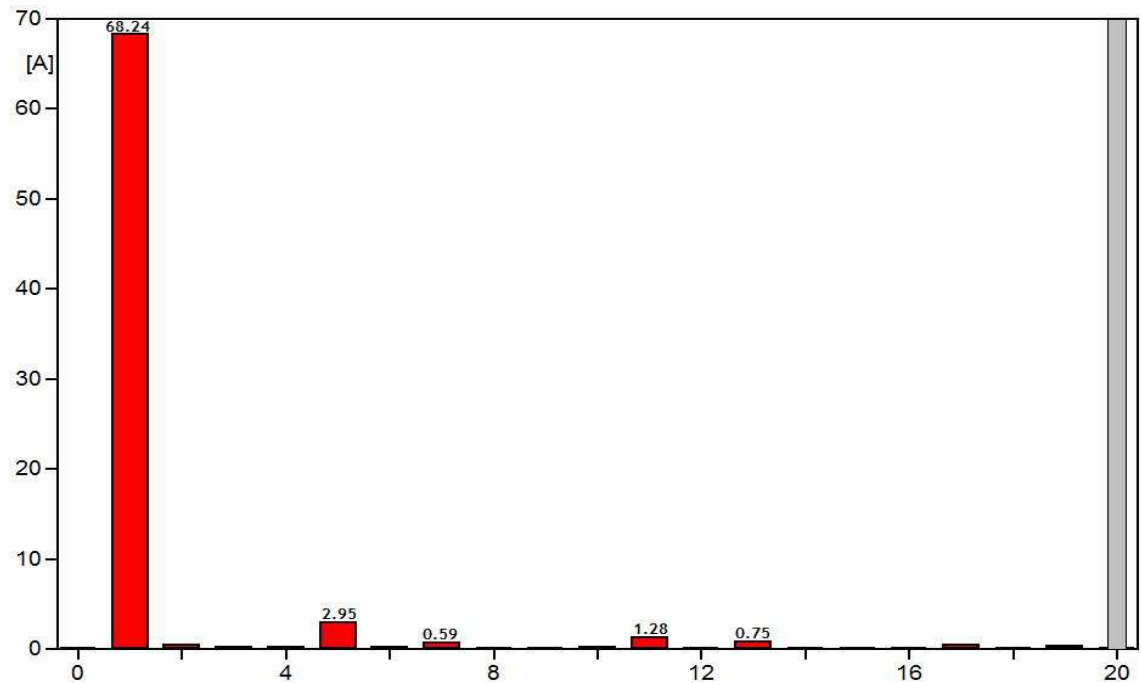


Figura 1.58: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en ATP.

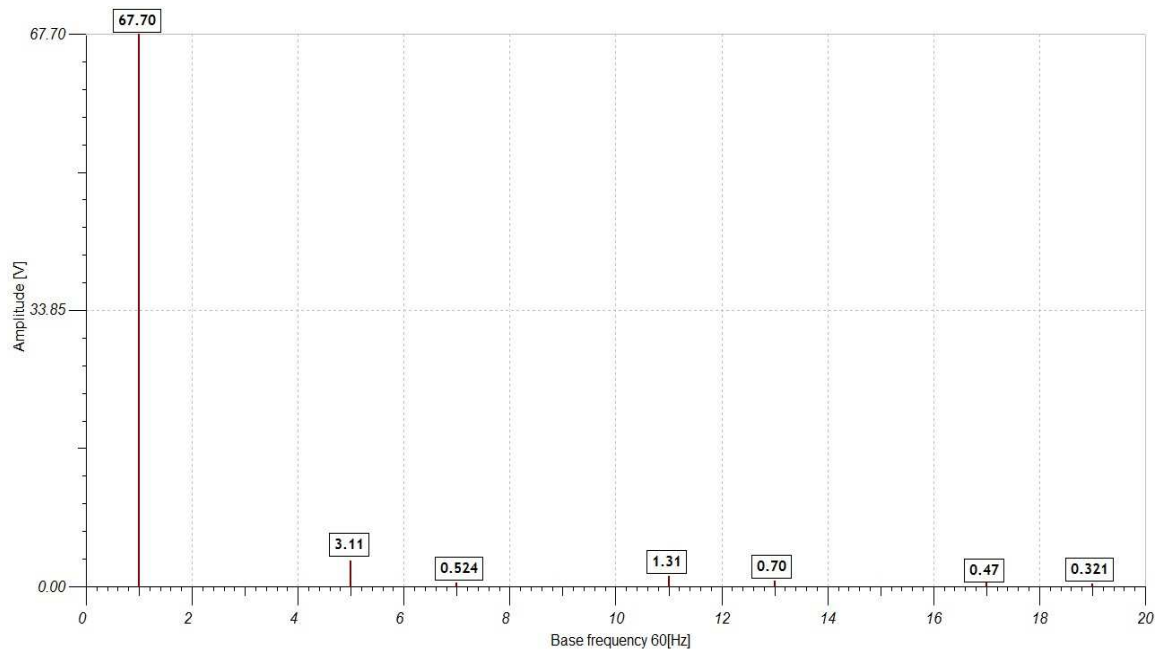


Figura 1.59: Componentes armónicas resultantes de aplicar un filtro pasivo practico en SPICE.

Los códigos en SPICE y ATP para la simulación de los circuitos desarrollada en este capítulo pueden consultarse en el apéndice B de este documento.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO

1. Por sus características de funcionamiento y en base a los resultados de las simulaciones realizadas, puede afirmarse la operación de convertidores de corriente AC/DC pueden provocar diversos problemas en las instalaciones eléctricas y en las redes de potencia debido a la cantidad de armónicos que dichos equipos inyectan.
2. Se ha comprobado mediante la simulación que pueden generarse representaciones de cargas no lineales con base a mediciones directas realizadas utilizando el equivalente Norton de inyección de corrientes, sin presentar dificultades en la convergencia de las soluciones calculadas por los programas de simulación ATP y SPICE.
3. Utilizando los modelos adecuados de filtros pasivos sintonizados simples, se puede verificar mediante la simulación como actúan en la compensación y mitigación de armónicas dentro de las redes a las cuales estén conectados.
4. La exactitud de los resultados obtenidos al simular diversos tipos de equipos conectados a redes eléctricas de potencia esta directamente relacionado a la representación adecuada de cada uno de sus componentes y a la forma como los programas simuladores.
5. Las simulaciones desarrolladas en ATP se aproximaron más a la teoría debido a su versatilidad en el cálculo de las soluciones.
6. SPICE puede ser utilizado como herramienta para validar y respaldar los resultados obtenidos con simulación en ATP. Pero no viceversa.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Arrillaga, Jos. Et. Al. Power system harmonic analisis. Jhon Wiley & sons. 1997.
- [2] Ramírez Castaño, Samuel. Calidad del servicio de energía eléctrica. Universidad nacional de Colombia. 2003.
- [3] Ríos Porras, Carlos Alberto; Aristizabal Naranjo, Marcelo y Escobar, Antonio. Modelamiento de sistemas eléctricos en presencia de armónicos. Revista Scientia Et Technica No. 22. 2003.
- [4] Boix Aragones, Oriol. Estudio y modelización en régimen permanente de cargas no lineales para el análisis armónico de redes eléctricas. Barcelona 1996. Tesis doctoral. Universidad politécnica de Cataluña, departamento de ingeniera eléctrica.
- [5] Mohan, Ned. Computer exercises for power electronics education. 1990.
- [6] Ramos López, José R. Armónicos en sistemas de potencia industriales. Notas de Power Quality. Universidad de El Salvador. 2007.
- [7] Ayala Arevalo, Mauricio A. y Servano Álvarez, Walter O. Tutorial para la medición de potencia eléctrica. Trabajo de graduación. Universidad de El Salvador. 2002.
- [8] SIGET. Norma de Calidad del Servicio de los Sistemas de Distribución. Acuerdo 192-E-2004.
- [9] Acevedo Merino, Zuleyma I.; Chávez Nolasco, Romeo A. y Terezon Segura, Larisa Y. Diseño de una aplicación para el análisis y simulación de la distorsión armónica en redes de baja tensión. Trabajo de graduación. Universidad de El Salvador. 2006.
- [10] Stratford, R.P. Analisis and Control of Harmonic Current in Systems with Static Power Converters. IEEE Trans. On Industry App. Vol IA-17 No. 1. 1981.
- [11] Skvarenina, Timothy. Power electronics handbook. Industrial electronics series. CRC Press. 2002.
- [12] H. Rashid, Muhammad. Power electronics handbook. Academic Press. 2001.
- [13] Gallego R., Ramón A.; Galvis Manso, Juan Carlos y Garcés Ruiz, Alejandro. Modelamiento de cargas no lineales para análisis armónico. Revista Scientia Et Technica No. 26. 2004.

[14] Vázquez, Jesús R.; Flores, J. L.; Salmerón, Patricio y Litrán, Salvador P. Diseño de filtros pasivos, activos e híbridos para la compensación armónica de cargas trifásicas no lineales. Artículo técnico. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Térmica, Universidad de Huelva.

[15] Fassbinder, Stefan. Armónicos: filtros pasivos. Guía de la calidad de la energía eléctrica. European Copper Institute. 2003.

[16] Ríos Porras, Carlos Alberto; Aristizabal Naranjo, Marcelo y Escobar, Antonio. Análisis de armónicos en sistemas eléctricos. Revista Scientia Et Technica No. 21.

[17] Filtros de armónicas para baja tensión. Leyden S.A, Ingeniería en capacitores. <http://www.leyden.com.ar/>

CAPITULO II

COORDINACION DE PROTECCIONES CONTRA SOBREVOLTAJES EN BAJA TENSION

INTRODUCCIÓN

Dentro de cualquier sistema eléctrico, debe disponerse de formas de protección contra los eventos que pudieran causar daños o pérdida del flujo de energía. Entre los diferentes tipos de protecciones se cuenta con las protecciones contra sobrevoltajes, sobre las cuales trata este capítulo.

Las características más comunes de estos sobrevoltajes son de tipo impulsivo y oscilatorio, donde la primera está íntimamente relacionada con los fenómenos atmosféricos el cual podríamos decir que es el principal fuente de sobrevoltaje en cuanto daño causado en los sistemas eléctricos de potencia y la característica oscilatoria viene relacionada con maniobras en el sistema de transmisión y distribución, ya sea para correcciones de factor de potencia mediante un banco de capacitores ó conmutación de grandes cargas en la red de distribución.

Por lo tanto los dispositivos protectores de estos disturbios deberán estar en la capacidad de soportar estas fluctuaciones rápidas y mantener siempre la inmunidad buscada para la protección en el lugar destinado.

La simulación realizada en ATP (Alternative Transient Program) y SPICE (Simulación Program With Integrated Circuit) gira en torno a las configuraciones de coordinación para los arresters en aplicaciones de bajo voltaje. Para casos de mayor voltaje, el comportamiento de los dispositivos es similar, con la diferencia en la capacidad de manejo de energía.

2.1 GENERALIDADES

Los arresters son dispositivos cuya función es la de limitar los niveles de voltaje entre sus terminales y por ende, los de cualquier elemento al que se conecten en paralelo a un valor específico. La razón de ser de tales dispositivos se basa en la necesidad de protección de los componentes de un sistema eléctrico contra niveles excesivos de voltaje que podrían causar flameo u rompimiento de sus aislamientos; con el subsecuente daño en la mayoría de los casos irreparable a uno o más elementos del sistema.

Los sobrevoltajes pueden ser causados por varias razones, por ejemplo:

- Descargas atmosféricas en las líneas del sistema.
- Conmutación de cargas en la red.

- Fallas de diferentes tipos dentro del sistema.

De esta manera, siempre se ha esperado que un arrester funcione con las siguientes características [1]:

1. Entrar en conducción a algún voltaje sobre el valor nominal del arrester.
2. Mantener ese voltaje durante toda la duración del sobrevoltaje con poca variación.
3. Suspender la conducción a un voltaje ligeramente menor que el voltaje de conducción.

Un arrester de este tipo tiene la capacidad de limitar la corriente que fluye por él durante el transitorio a un valor mínimo suficiente para mantener el nivel de protección deseado.

Los primeros arresters eran simplemente entrehierros que durante la conducción prácticamente no poseen voltaje, así, después de concluido el sobrevoltaje transitorio era difícil suspender la conducción de corriente a la frecuencia del sistema.

El siguiente paso consistió en añadir resistencias en serie con los entrehierros. Pero el avance principal se da con la introducción de resistores no lineales que permiten al arrester mantener un mayor voltaje durante el período posterior al salto de la chispa en el entrehierro, con lo que se logran niveles de protección menores. El último avance en este sentido surge con la aparición de los entrehierros limitadores de corriente, que logran limitar la corriente que fluye durante el transitorio que activó al arrester; de este modo se mantiene un menor nivel de protección en terminales del arrester.

A pesar de todas las ventajas inherentes a los dispositivos mencionados, era ventajoso el poder diseñar un arrester sin entrehierro serie por las siguientes razones:

1. Los entrehierros pueden cambiar su voltaje de disparo si el arrester no está bien sellado.
2. Las aplicaciones pueden ser limitadas por la posibilidad de disparo debido a la contaminación de las superficies.
3. El número de partes usadas en los entrehierros es grande comparado con el del arrester. La posibilidad de errores de ensamblaje o fallas de elementos crece con el número de partes.

2.2 IEEE STD C62.41-1991 RECOMENDACIONES PRÁCTICAS SOBRE DISTURBIOS DEL VOLTAJE EN LINEAS DE BAJO VOLTAJE EN CIRCUITOS DE POTENCIA DE CORRIENTE ALTERNA

El propósito principal de esta normativa es el de suministrar información sobre variaciones en el voltaje (disturbios) en sistemas de baja potencia (con voltajes menores de 1000 voltios). Con la información que esta norma proporciona, los diseñadores de equipos y usuarios pueden evaluar su ambiente de operación para

así determinar la necesidad de ocupar dispositivos de protección contra disturbios generados en las líneas de bajo voltaje. Además esta norma esta cimentada por datos de campo obtenidos tanto de empresas industriales, comerciales, residenciales, etc.

Esta norma ha sido elaborada sobre bases sólidas, toma para su estudio un período de tiempo de un medio ciclo del período de la onda principal (con respecto a su duración). Se incluyen además, disturbios cuyas amplitudes, duraciones, o relaciones de cambio puedan causar daños a los equipos y a los sistemas de protección. Por todo lo antes mencionado, esta norma ofrece al diseñador los criterios suficientes para decidir qué protección es la más adecuada de usar, para tener la seguridad que disturbios de naturaleza aleatoria como los provocados por los rayos o por interrupciones en las líneas puedan causar daños en las redes de voltaje secundario catalogados en la IEEE como bajos voltajes y que se encuentran en el rango de 0 a 1000 voltios.

La idea de este documento es dar conocer todas las ventajas que ofrece este estándar para lograr una protección adecuada en sus instalaciones eléctricas.

También se logrará un mejor entendimiento si se conoce él porque, como, y cuando usar los dispositivos de protección para poder dar inmunidad a los disturbios, adecuándose a la necesidad y requerimientos de la planta industrial o cualquier edificio ya sea este comercial, residencial, financiero y otros que necesiten de la protección de equipos que son de gran sensibilidad a los disturbios provocados por la naturaleza caprichosa o por acciones de interrupción en las líneas (apertura y cierre de contactores, cortocircuitos, etc.).

Como estos disturbios (variaciones de voltaje y de corriente en forma instantánea) son provocados en la mayoría de veces por descargas atmosféricas (en la época de invierno), se le dará más énfasis a este tipo de efecto secundario, el cual está catalogado como uno de los que más daños causan en las redes secundarias de alimentación.

La confiabilidad de esta normativa radica, en que se basa en estudios de campo reales con la colocación de puntos específicos, es decir en ambientes diferentes donde las condiciones ambientales ayudan a cambiar las características de los disturbios, se agrega a esta norma los niveles diferentes de exposición eléctrica a que están sometidas las plantas industriales, edificios comerciales, bancarios, etc. donde la severidad de una descarga puede causar daños cuantiosos a equipos que son sensibles a variaciones de tipo electromagnéticas y otras.

Las fuentes de disturbios son básicamente dos que están expuestas en esta norma y son:

1. Los disturbios provocados por las descargas atmosféricas
2. Los disturbios provocados por interrupción en las líneas de transmisión u otras causas desconocidas.

Cuando la fuente del disturbio son las descargas atmosféricas, esta tiene características muy peligrosas como la amplitud (sí es pequeña no es peligrosa para él equipo. pero una amplitud bastante grande si causaría muchos daños), tiempo y localización o el punto donde tuvo lugar la descarga. Toda estas característica se combinan en un solo disturbio, si la amplitud es pequeña o grande, así también dependerá que tan severos sean los daños, ya que los

dispositivos de potencia instalados no serán capaces de soportar las variaciones inducidas de voltaje y corriente. Por ejemplo pueden producirse picos de voltajes de hasta 20 kV o más en un tiempo relativamente rápido, o pueden producirse voltajes pequeños como de 2kV o menos.

Por lo tanto los dispositivos protectores de estos disturbios deberán estar en la capacidad de soportar estas fluctuaciones rápidas y mantener siempre la inmunidad buscada para la protección en el lugar destinado. Para mantener la inmunidad a estos niveles de voltajes, han sido instalados dispositivos de protección para bajos voltajes, donde el sparkover de clarificación eventualmente limita el máximo voltaje del disturbio. Por lo tanto, los niveles de disturbios son influenciados por los mecanismos productores de disturbios y por los niveles de clarificación del sparkover. Es importante entonces reconocer los efectos que los dispositivos instalados en los alrededores del equipo producen, es decir que es necesario conocer el máximo nivel del voltaje y la corriente que el equipo soporta en su entrada.

En la entrada de servicio el nivel de clarificación del sparkover se limita en rangos de niveles de 8 kV el cual contrasta con los niveles de voltajes de 120 V, 240 V y 480 V, los cuales se encuentran conectados entre la fase y tierra. Sin embargo, se ha hecho la selección de 6 kV a la entrada típica, pero esto no garantiza un límite para frenar la magnitud del disturbio en sistemas de potencia interiores, a menos que encontremos el nivel al cual el equipo interno puede sufrir los desperfectos, esto quiere decir que si conocemos el nivel de variaciones máximas que soporta el equipo o sistemas existentes en la planta u otros, entonces podríamos encontrar un dispositivo tal que cumpla con los requerimientos de protección y que cumpla con el recorte de altas amplitudes producidas y llevarlas a niveles que el equipo instalado pudiera soportar.

Podría además pensarse en poder caracterizar las protecciones de manera que juntas limiten los disturbios de una manera mucho más precisa, esta caracterización se realizaría en la entrada del servicio de la planta, tendría que estar en concordancia con todo el equipo. Por otra parte, los tiempos juegan un papel muy importante dentro de la severidad de los disturbios, mientras más pequeño sea el tiempo del disturbio, más difícil será para las protecciones él poder contrarrestar el efecto del rayo. Por lo tanto el diseñador debe de tomarlos muy en cuenta (tiempo), ya que por estudios de campo se ha llegado a encontrar que son una parte importante y real de estudios de este tipo de eventos. De investigaciones realizadas se ha encontrado que los tiempos en que suceden estos disturbios andan en el orden 1.2 a 50 μ seg.

Para una onda normal, aunque puede alcanzar los 100 μ seg. Este tiempo se toma por el tiempo en que la descarga del rayo se produce, mientras que para otro tipo de disturbios estos tiempos son mayores.

Observando estos tiempos en los rangos en que se producen las variaciones, es razón suficiente para que el diseñador de protecciones tenga mucho más cuidado en la fabricación de estos tipos de protecciones para disturbios de esta naturaleza. El rango de tiempos mostrados corresponde al tiempo en que la descarga de un rayo tiene lugar (según los estudios realizados), o el tiempo que le toma al rayo el chocar contra la superficie de la tierra u otro objeto de gran

altura, por lo tanto no debe de olvidarse el colocar o elegir la protección adecuada a los requerimientos de las plantas.

De la elección de la protección ideal dependerá la inmunidad del área a proteger, deberán también estas protecciones soportar tanto las amplitudes así como las variaciones del tiempo y fuerza con que el disturbio se presenta y así asegurar el buen funcionamiento de estos sistemas usados para salvaguardar el equipo y los diferentes sistemas instalados.

La ubicación de la planta u otro tipo de infraestructura, debe de elegirse adecuadamente por la razón de que los niveles de exposición eléctrico varían de acuerdo al área y localización geográfica, aunque si la planta se ubica en el sitio elegido por razones de estrategia o porque en el estudio realizado tiene todo el aval para su construcción, entonces no hay más que realizar los estudios correspondientes a la manera más óptima para su protección. La razón de usar el mapa de niveles isoceraunicos es porque nos muestra los niveles eléctricos de El Salvador, estos niveles varían de lugar a lugar. En nuestro país (El Salvador), existen zonas en las que el nivel isoceraunicos es elevado (alto nivel de exposición eléctrico) mientras que en otros es bajo (bajo nivel de exposición eléctrico). Debido a estas variaciones en los diferentes puntos de ubicación en los niveles de exposición eléctrica, es la razón por lo que la IEEE los ha clasificados como:

1. **Nivel de baja exposición:** Esta es un área de baja exposición de rayos, es parecido a pequeñas cargas capacitivas o pequeñas interrupciones en las líneas.
2. **Nivel de exposición media:** Este es un nivel con una actividad de rayos no muy intensa, un nivel moderado que poseen transitorios significantes. Ambos o solo una de las cargas puede estar presente, su monitoreo es muy difícil y por consiguiente afecta la lectura de estos disturbios.
3. **Nivel de alta exposición:** Este es un nivel donde la cantidad de descargas que caen debido a una tormenta eléctrica es muy intenso. aunque estos niveles altos muy rara vez ocurren, no se podrían descartar que algunas ves pudieran ocurrir.

Otro punto importante que la norma IEEE C62.41 [2] nos aclara es la clasificación de los supresores según su categoría de ubicación, entonces son tanto el nivel de exposición como la categoría de ubicación las que determinan el tipo ó forma de onda estándar que se le aplicaran al dispositivo protector en la simulación de coordinación de protecciones para garantizar que el sistema al cual protege este debidamente asegurado contra cualquier disturbio de los antes mencionados.

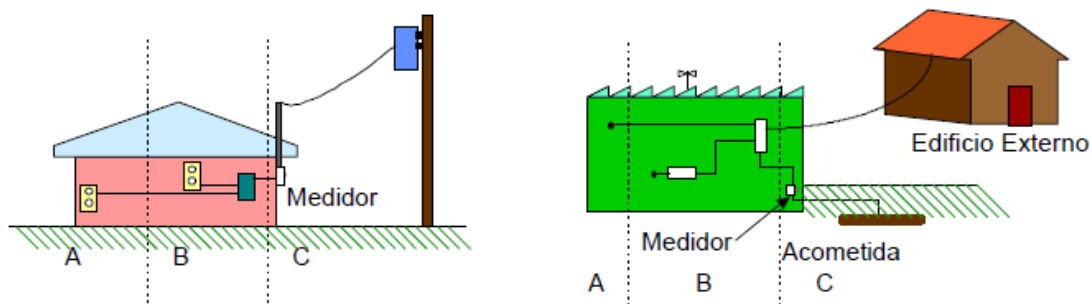


Figura 2.1: Categorías de ubicación de los supresores de sobrevoltajes según estándar IEEE-C62.41-1995.

2.3 COORDINACIÓN DE SUPRESORES

En los años recientes ha mejorado la disponibilidad de los dispositivos de protección contra sobrevoltajes. Esto se debe a nuevas técnicas de fabricación y mejoras en el uso de los compuestos, cerámicas y elementos, ya sean naturales o sintéticos.

Sumado a la condición mencionada, podemos encontrar el hecho de que cada vez se vuelve más notoria la necesidad de protección con el incremento de equipos sensibles a lo largo de la vida moderna. Los equipos electrónicos cada vez más comunes en los hogares y en la industria son gravemente afectados por los fenómenos transitorios en los sistemas de distribución.

De ahí nace la idea de usar esquemas de protección en cascada [3]. Tales sistemas están formados por un dispositivo principal de gran capacidad de manejo de energía en la entrada de los edificios o instalaciones y dispositivos de menor capacidad energética en los terminales de conexión de los equipos o dispositivos a proteger. Estos equipos pueden ser hornos de microondas, equipos de sonido, computadoras, etc.

Por cuestiones de facilidad de nombramiento, llamaremos al protector principal arrester y al secundario supresor.

Un sistema como el recién descrito está coordinado si el dispositivo con mayor capacidad energética recibe la mayor parte de la energía del fenómeno transitorio; tal elemento se coloca a la entrada del edificio.

Con los protectores de resistor no lineal + entrehierro, el arrester bien puede ser diseñado para un MCOV (Voltaje máximo de operación continua) bastante cercano al valor nominal rms del voltaje de alimentación. De esta forma, los supresores pueden ser seleccionados con voltajes de protección menores; siempre y cuando la reactancia entre ambos dispositivos sea lo suficientemente grande como para que el mayor voltaje en el arrester haga saltar el arco en el entrehierro. Así, el supresor soporta una parte menor del transitorio.

Con los protectores sin entrehierro debe prestarse atención al MCOV que fijará el voltaje de protección del arrester. Con transitorios rápidos, la mayor parte de la energía es obviamente depositada en el dispositivo principal con reactancia

inductiva predominante; sin embargo, en la parte lenta del transitorio (la cola) o en el caso de transitorios "lentos" la reactancia inductiva tiene una caída de tensión negativa o de menor valor, respectivamente. Bajo estas condiciones es el supresor quien soporta la mayor cantidad de energía.

Para el trabajo de simulación se selecciono un sistema de dos etapas como los mencionados anteriormente. Los niveles de voltaje considerados son los de un sistema de bajo voltaje. Como se trata de instalaciones de bajo voltaje, se asume instalaciones en edificios de oficinas y residenciales; puede considerarse para las conexiones el cable #12, con una resistencia de 0.00104 Ω/m y una inductancia para los dos conductores paralelos (como es usualmente el caso) de 1 $\mu H/m$.

Para el caso pueden simularse los arresters y supresores de dos formas: por medio de fuentes controladas de corriente, o por medio de modelos específicos. Como los simuladores serán ATP y SPICE donde el primero ya cuenta con modelos para arresters (usando el término en forma generalizada), y para el segundo simulador se descargo de la página web de un fabricante (LITTELFUSE) [6] un modelo para SPICE.

Hay que hacer notar que el circuito de prueba es bastante simple desde el punto de vista del número de elementos. Sin embargo, para la obtención de las formas de onda standard para las pruebas es necesaria la combinación de varias fuentes exponenciales y sinusoidales, según la señal en particular. Se toman tres formas de onda para las pruebas [2]:

1. El impulso de corriente 8/20 $\mu\text{seg.}$ representada por la siguiente función

$$\text{matemática } I(t) = A * I_p * t^3 * \text{EXP}\left(\frac{-t}{\tau}\right)$$

$$\tau = 3.911\mu\text{seg} , A = 0.01243(\mu\text{seg})^{-3}$$

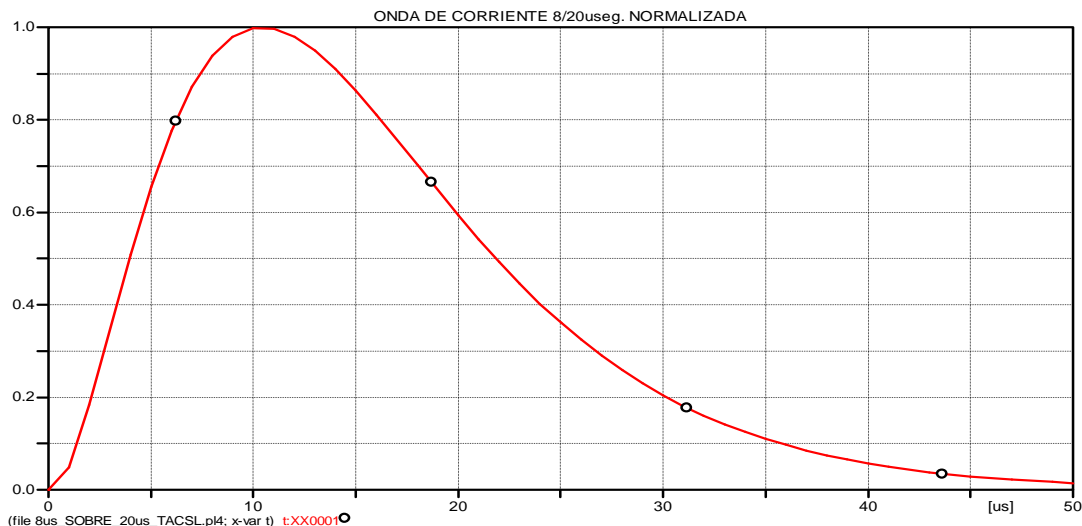


Figura 2.2: Forma de onda normalizada para impulso de corriente de 8/20 $\mu\text{seg.}$

2. La onda oscilante (Ring Wave) de 0.5μseg - 100kHz, representada por la siguiente función matemática:

$$I(t) = A * I_p * \left(1 - \text{EXP}\left(\frac{-t}{\tau_1}\right)\right) * \text{EXP}\left(\frac{-t}{\tau_2}\right) * \cos(\omega t)$$

$$\tau_1 = 0.533 \mu\text{seg}$$

$$\tau_2 = 9.788 \mu\text{seg}$$

$$\omega = 2\pi 10^5 \frac{\text{Rad}}{\text{seg}}$$

$$A = 1.590$$

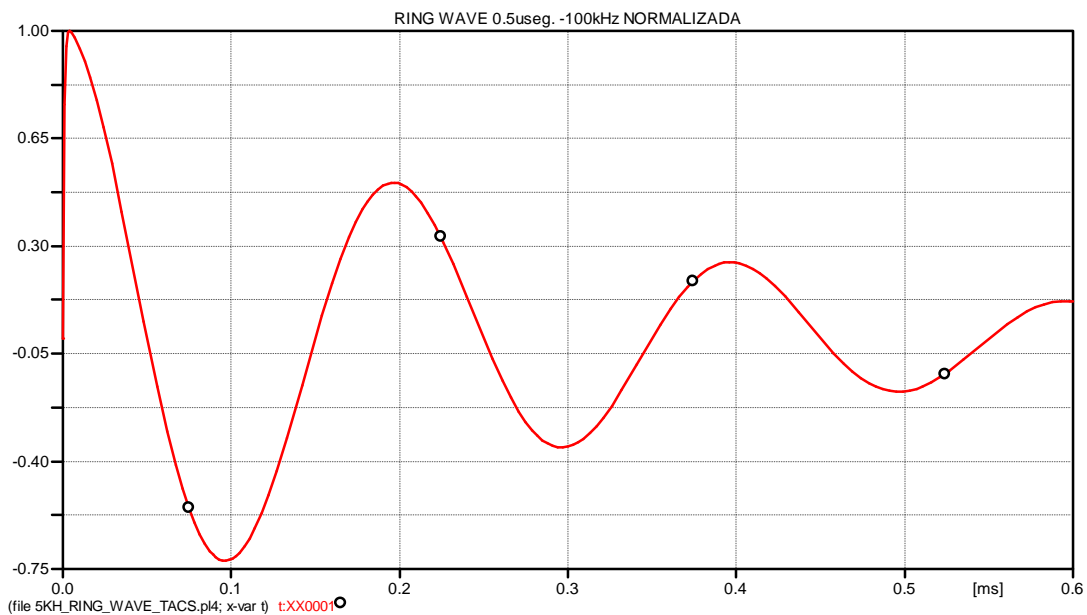


Figura 2.3: Forma de onda normalizada Ring Wave 0.5μseg-100kHz.

3. El impulso de corriente largo de 10/1000 μseg. Representada por la siguiente función matemática:

$$I(t) = A * I_p * \left(1 - \text{EXP}\left(\frac{-t}{\tau_1}\right)\right) * \text{EXP}\left(\frac{-t}{\tau_2}\right) \text{ Donde } \tau_1 = 3.827 \mu\text{seg}$$

$$\tau_2 = 1404 \mu\text{seg}$$

$$A = 1.019$$

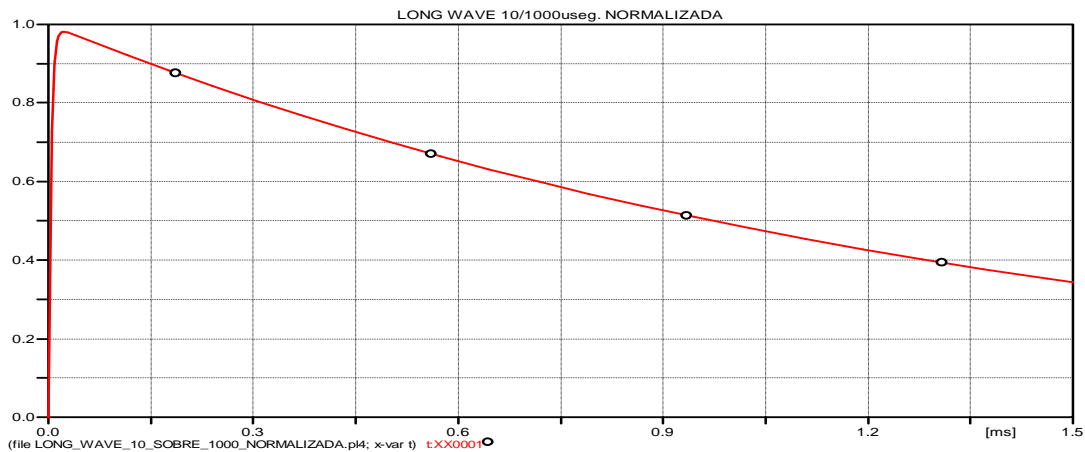


Figura 2.4: Forma de onda normalizada para impulso de corriente de 10/1000 μ seg.

Además se toman en cuenta tres niveles de voltaje y cuatro distancias entre dispositivos. Los resultados de la simulación se describen por medio de las tablas 2.1 hasta la 2.6

Las formas de onda utilizadas son descritas en el standard ANSI/IEEE C62.41-1991 [2]

A continuación mostramos el circuito en diagrama a bloque de dos dispositivos de protección en cascada el cual nos servirá para la simulación en los distintos software.

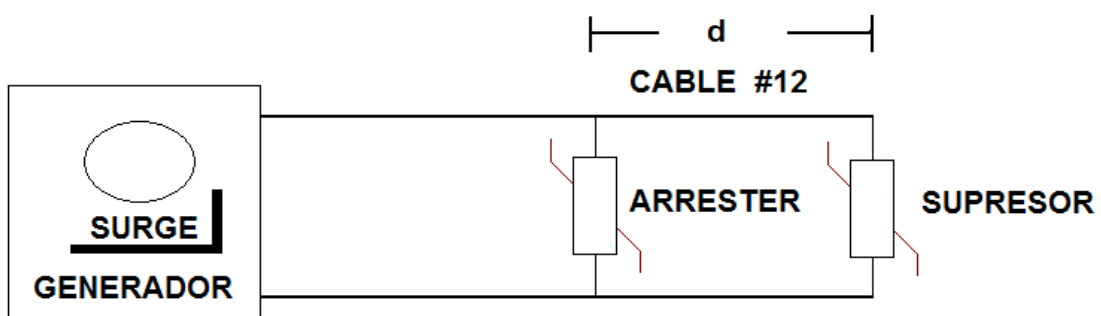


Figura 2.5: Diagrama del circuito para la simulación.

2.4 SIMULACIÓN DE DISPOSITIVOS DE PROTECCIONES EN CASCADA EN SISTEMAS DE BAJO VOLTAJE

2.4.1 FUENTE DE EXCITACIÓN DE 3 kA CON CURVA 8/20 μ seg

Puede notarse de las tablas 2.1 y 2.2 que para transitorios de este tipo, la mejor coordinación entre el arrester y el supresor ocurre en la configuración Alto-Bajo. Es decir, cuando el arrester posee mayor voltaje de protección que el supresor; esta coordinación mejora con la distancia entre dispositivos. El fenómeno puede entenderse desde el punto de vista del efecto que produce la reducción de la longitud del cable en la caída de voltaje $\frac{Ldi}{dt}$. A menor longitud, menor caída de voltaje [4].

De este modo, el supresor (con menor voltaje de protección) limita el voltaje en terminales del arrester y por consiguiente la energía depositada en éste resulta ser menor que para longitudes mayores.

Luego, la distribución de energía entre los dispositivos varía con la distancia; siendo creciente la energía en el supresor cuando se acerca al arrester.

En la configuración Bajo-Alto, la energía depositada en el supresor es mínima. Llegando a considerarse que puede eliminarse tal dispositivo sin mayores riesgos, excepto el de los transitorios generados internamente.

Tabla 2.1: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 3000A 8/20 μ seg con el simulador ATP.

VOLTAGE ENGANCHE		DISTANCIA ENTRE DISPOSITIVOS DE PROTECCION Y ENERGIA DEPOSITADA EN CADA DISPOSITIVO EN JOULES							
		5METROS		10METROS		20METROS		40METROS	
A	S	A	S	A	S	A	S	A	S
250	250	30.17	3.93	31.44	2.69	32.37	1.79	33.02	1.16
	150	21.92	12.59	28.17	8.88	33.09	6.00	36.71	3.91
	130	20.31	11.74	26.91	8.33	32.18	5.65	36.10	3.71
150	250	24.38	0.006	24.38	0.006	24.38	0.006	24.38	0.006
	150	21.68	4.17	23.04	2.91	24.07	1.95	24.81	1.27
	130	19.6	4.6	20.8	3.04	21.01	1.92	22.03	1.22
130	250	22.75	0.00004	22.75	0.00004	22.75	0.00004	22.75	0.00004
	150	20.73	2.42	21.5	1.65	20.67	1.06	21.43	0.68
	130	19.06	3.37	20.17	2.33	21.01	1.55	21.6	1.01

Tabla 2.2: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 3000A 8/20µseg con el simulador SPICE.

VOLTAGE ENGANCHE		DISTANCIA ENTRE DISPOSITIVOS DE PROTECCION Y ENERGIA DEPOSITADA EN CADA DISPOSITIVO EN JOULES							
		5METROS		10METROS		20METROS		40METROS	
A	S	A	S	A	S	A	S	A	S
250	250	29.05	7.89	32.25	5.22	34.62	3.3	36.23	2.01
	150	20.99	9.74	26.9	6.33	31.42	4.06	34.31	2.45
	130	19.33	9.27	25.79	6.08	30.7	3.86	33.96	2.36
150	250	25.18	0.06	25.19	0.06	25.2	0.05	25.22	0.03
	150	19.88	4.22	21.76	2.71	23.1	1.67	23.98	1
	130	18.31	4.77	20.76	3.03	22.5	1.86	23.63	1.1
130	250	21.76	0.0004	21.76	0.0004	21.75	0.0005	21.75	0.0005
	150	19.06	2.26	19.92	1.53	20.59	0.97	21.03	0.6
	130	17.47	3.3	18.96	2.1	20.01	1.29	20.7	0.77

Las graficas de voltaje, corriente, potencia y energía depositada en cada uno de los dispositivos con una coordinación de protecciones Alto-Bajo a 250-130V para una distancia de separación entre el arrester y el supresor de 10metros simuladas en ATP y SPICE son mostradas en las siguientes graficas para una onda de corriente de 3000A 8/20µseg.

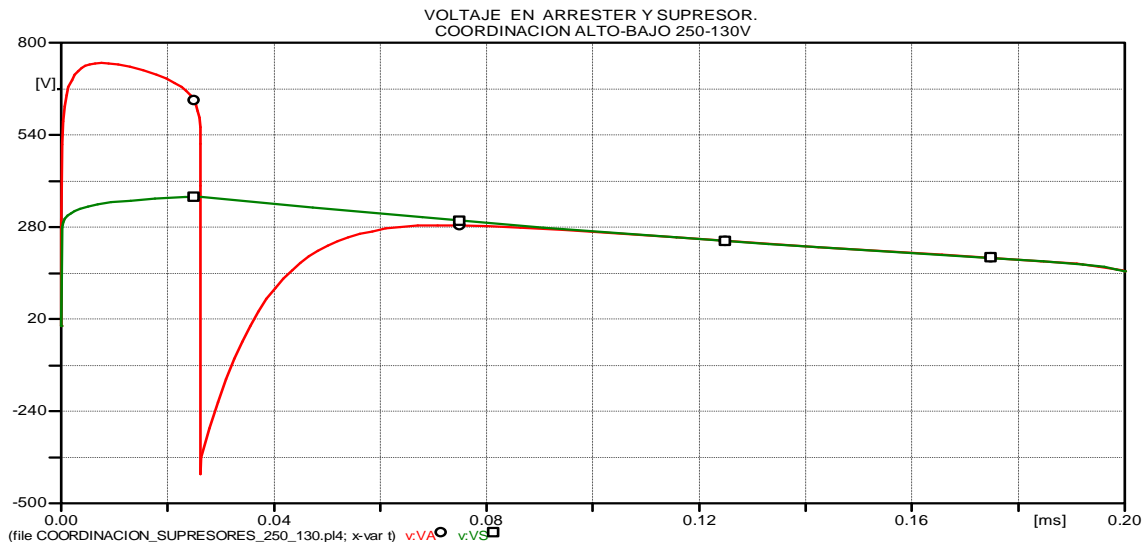


Figura 2.6: Grafica de voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.

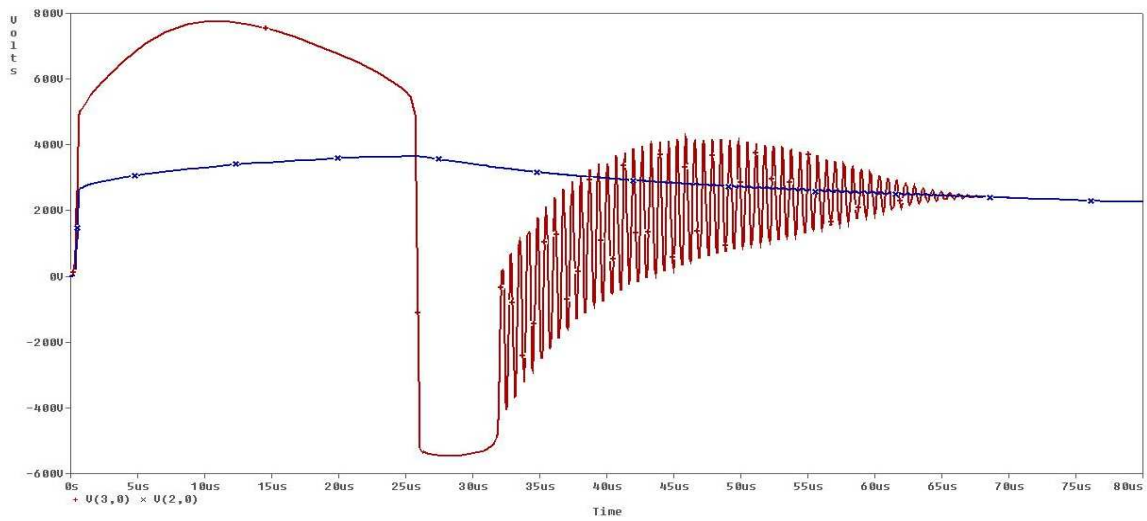


Figura 2.7: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20μseg.

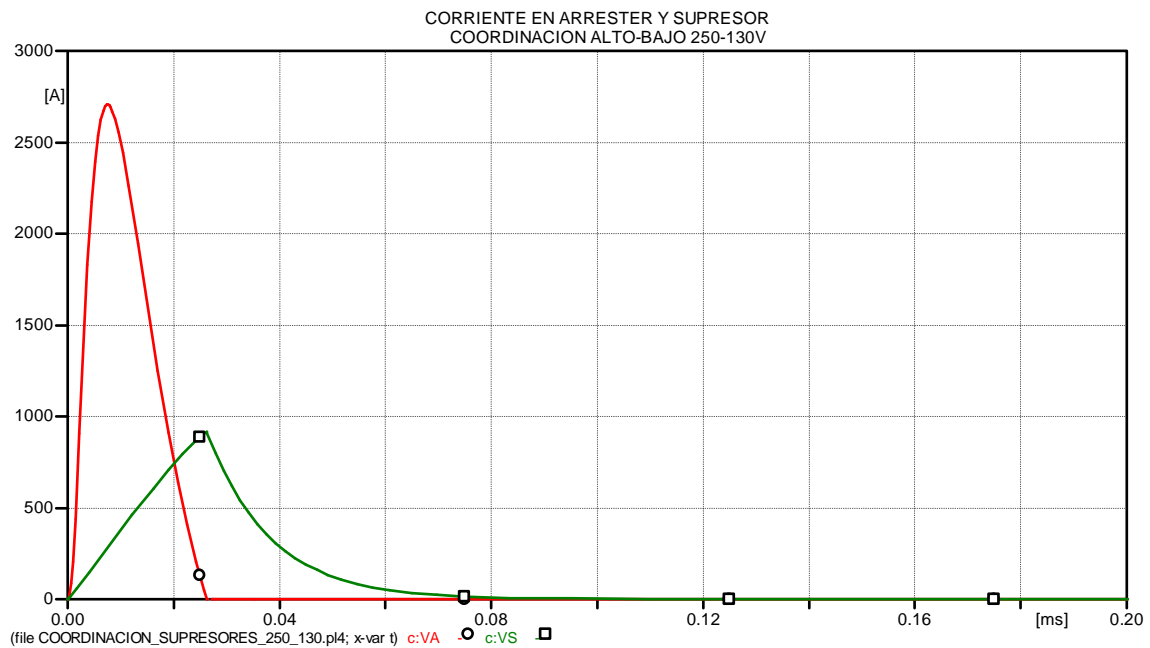


Figura 2.8: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20μseg.

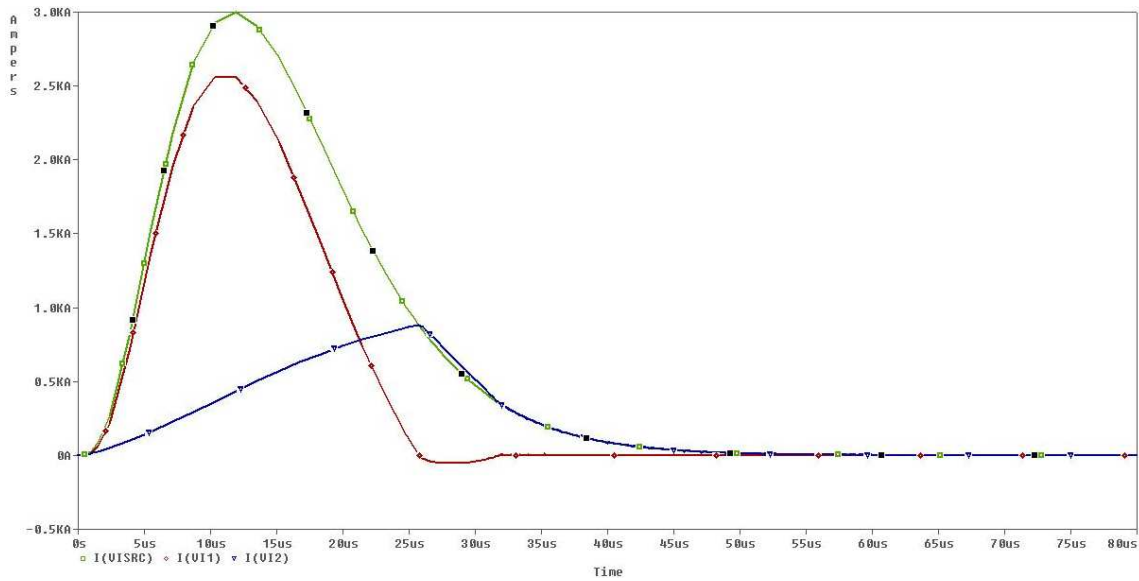


Figura 2.9: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.

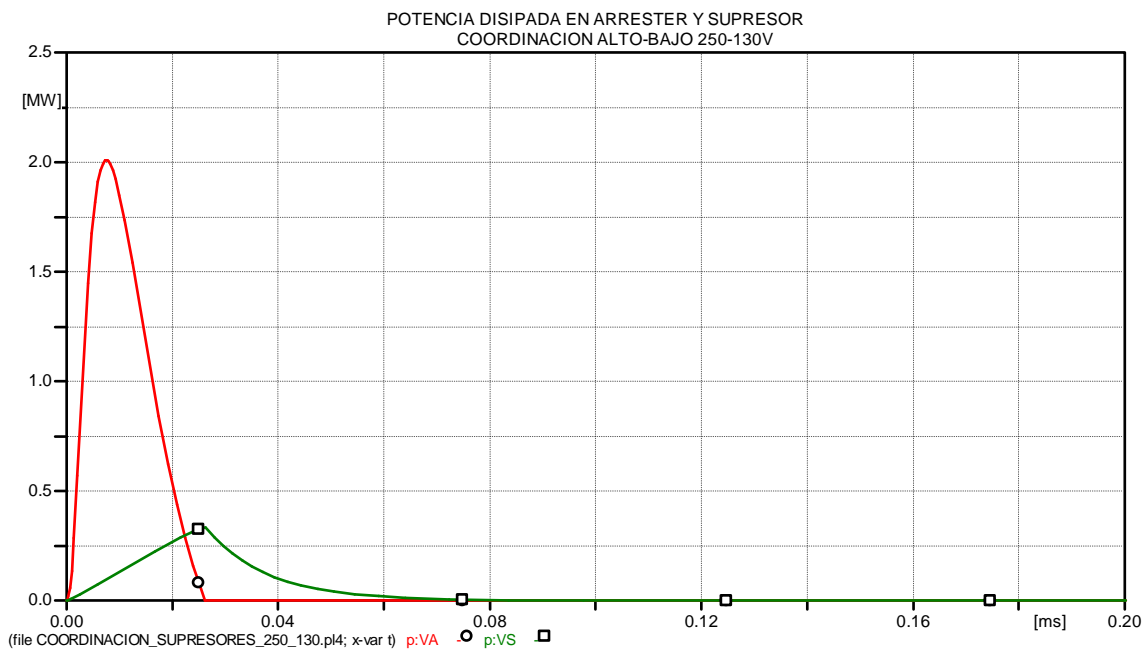


Figura 2.10: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.

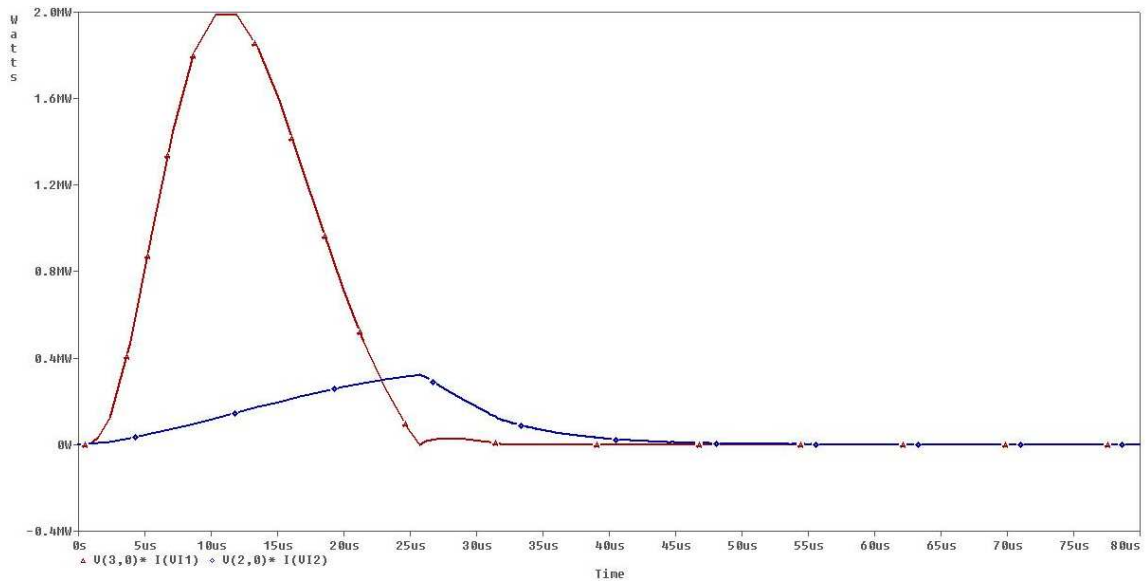


Figura 2.11: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.

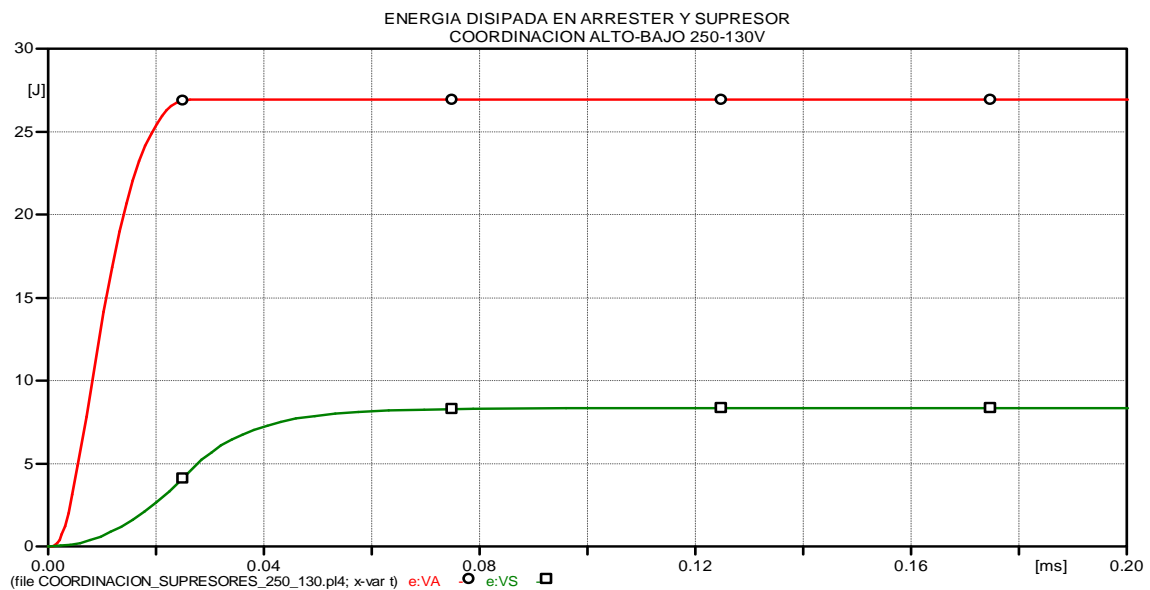


Figura 2.12: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.

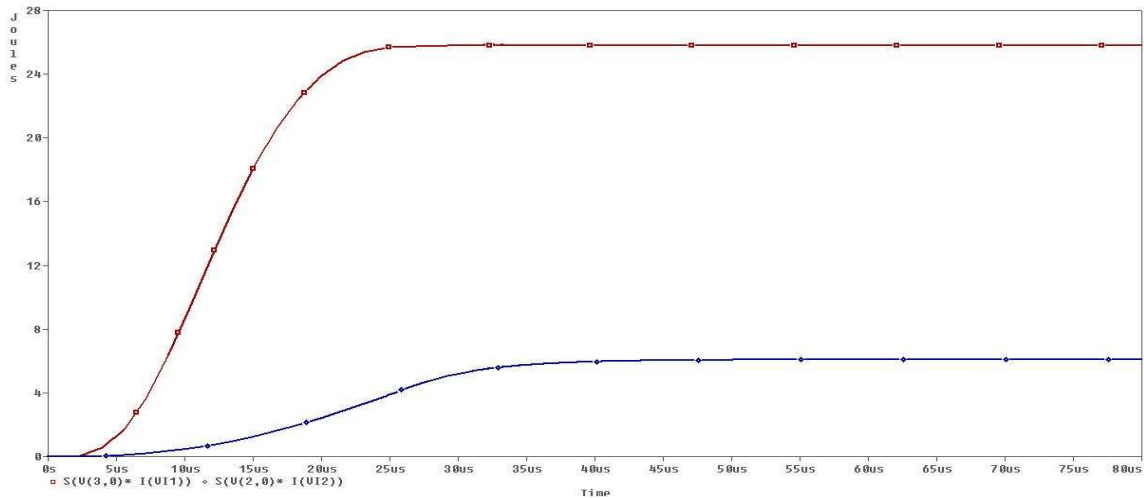


Figura 2.13: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V para un impulso de corriente de 3000A 8/20µseg.

2.4.2 RESULTADOS DE LA SIMULACION CON UNA FUENTE DE EXCITACIÓN ONDA OSCILANTE (RING WAVE) A 400A 0.5 µseg - 100kHz

Las tablas 2.3 y 2.4 muestran que las condiciones son similares al caso anterior, con la excepción de que las cantidades de energía depositadas son menores debido a la magnitud de la intensidad de corriente de la onda de excitación.

Tabla 2.3: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 400A 0.5µseg - 100kHz con el simulador ATP.

VOLTAGE ENGANCHE		DISTANCIA ENTRE DISPOSITIVOS DE PROTECCION Y ENERGIA DEPOSITADA EN CADA DISPOSITIVO EN JOULES							
		5METROS		10METROS		20METROS		40METROS	
A	S	A	S	A	S	A	S	A	S
250	250	1.26	0.29	1.34	0.23	1.41	0.16	1.51	0.09
	150	0.99	0.40	1.24	0.26	1.41	0.15	1.52	0.08
	130	0.94	0.40	1.23	0.25	1.41	0.15	1.62	0.07
150	250	1.10	0.002	1.10	0.002	1.10	0.002	1.10	0.002
	150	0.90	0.16	0.95	0.12	1.01	0.07	1.05	0.04
	130	0.80	0.22	0.92	0.13	0.99	0.08	1.04	0.04
130	250	0.93	0.004	0.93	0.004	0.93	0.004	0.93	0.004
	150	0.90	0.03	0.90	0.03	0.90	0.02	0.90	0.02
	130	0.78	0.12	0.82	0.09	0.86	0.06	0.9	0.03

Tabla 2.4: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 400A 0.5µseg - 100kHz con el simulador SPICE.

VOLTAGE ENGANCHE		DISTANCIA ENTRE DISPOSITIVOS DE PROTECCION Y ENERGIA DEPOSITADA EN CADA DISPOSITIVO EN JOULES							
		5METROS		10METROS		20METROS		40METROS	
A	S	A	S	A	S	A	S	A	S
250	250	1.61	0.38	1.74	0.27	1.84	0.20	1.92	0.14
	150	1.05	0.68	1.48	0.45	1.73	0.28	1.93	0.17
	130	0.94	0.64	1.38	0.42	1.71	0.26	1.94	0.16
150	250	1.33	0.00	1.33	0.00	1.33	0.00	1.33	0.01
	150	1.06	0.20	1.13	0.14	1.20	0.10	1.24	0.07
	130	0.93	0.30	1.07	0.20	1.18	0.12	1.24	0.08
130	250	1.14	0.00	1.14	0.00	1.14	0.00	1.14	0.00
	150	1.06	0.05	1.06	0.05	1.06	0.04	1.08	0.04
	130	0.92	0.16	0.98	0.11	1.03	0.08	1.08	0.05

Las graficas de voltaje, corriente, potencia y energía para cada uno de los dispositivos con una coordinación de protecciones Alto-Bajo a 250-130V para una distancia de separación entre el arrester y el supresor de 10metros simuladas en ATP para una onda de corriente de 400A 0.5µseg-100kHz. Son mostradas en los siguientes gráficos.

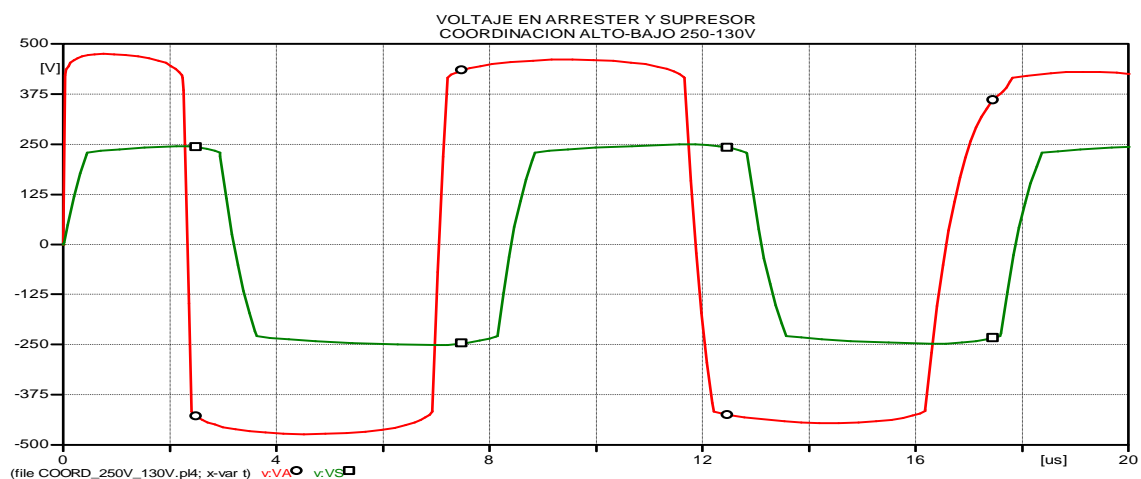


Figura 2.14: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.

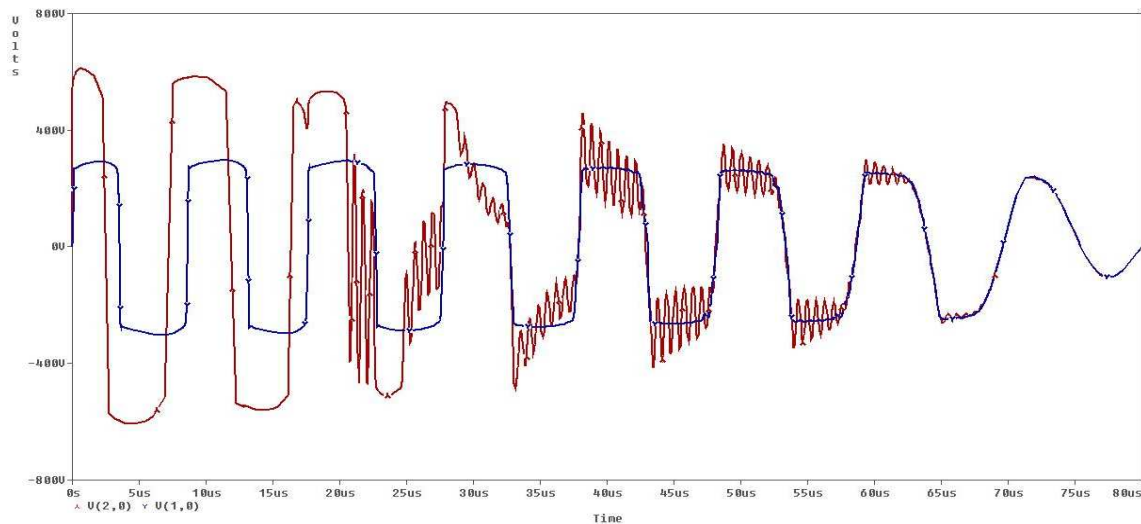


Figura 2.15: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz

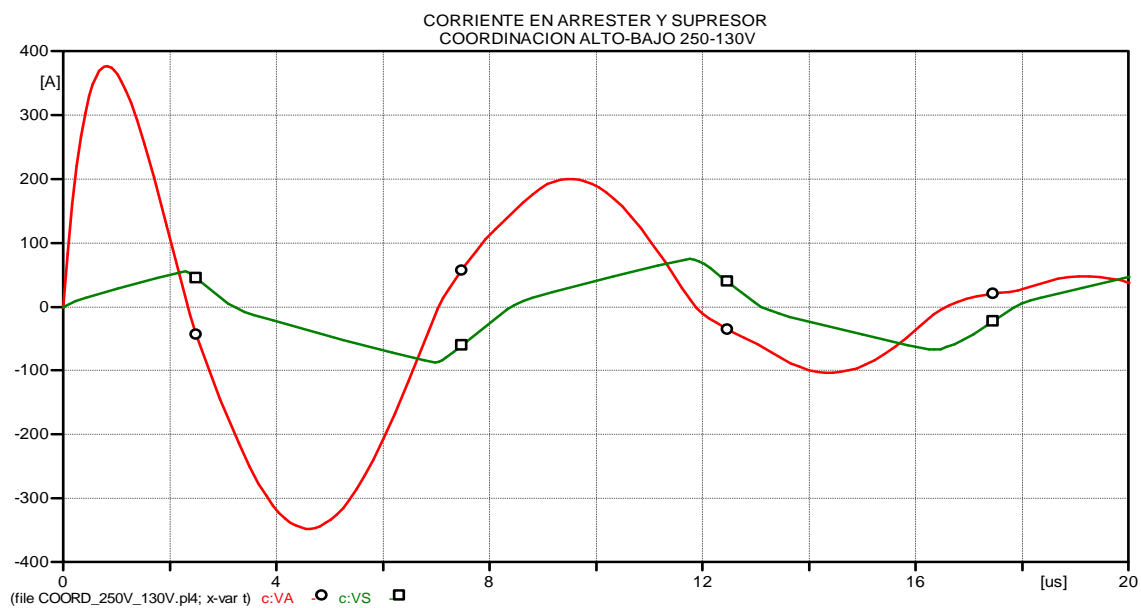


Figura 2.16: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.

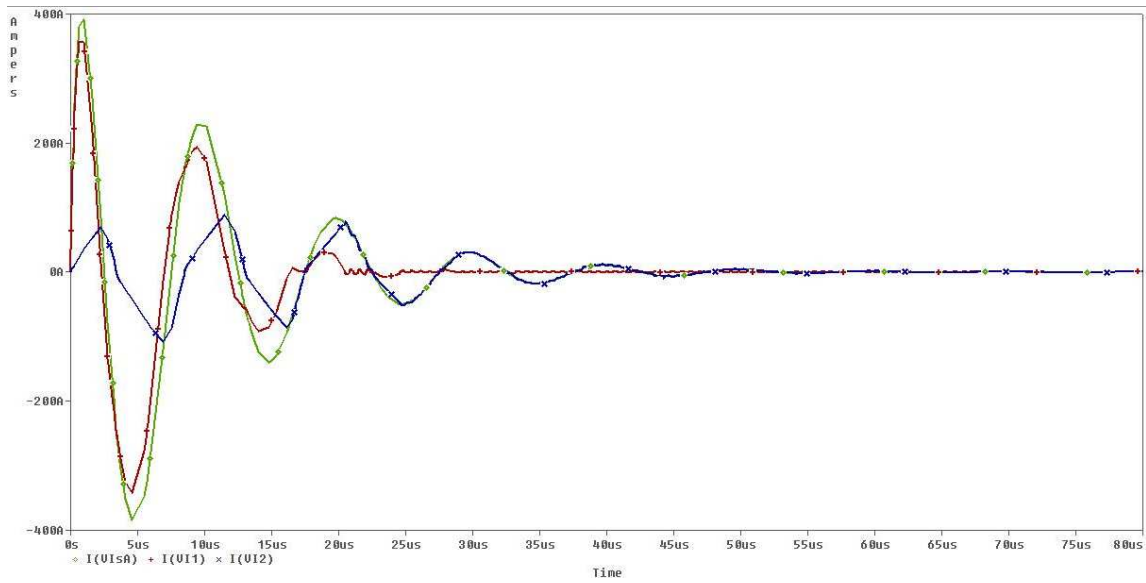


Figura 2.17: Grafica de corriente vrs tiempo en el arreser y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.

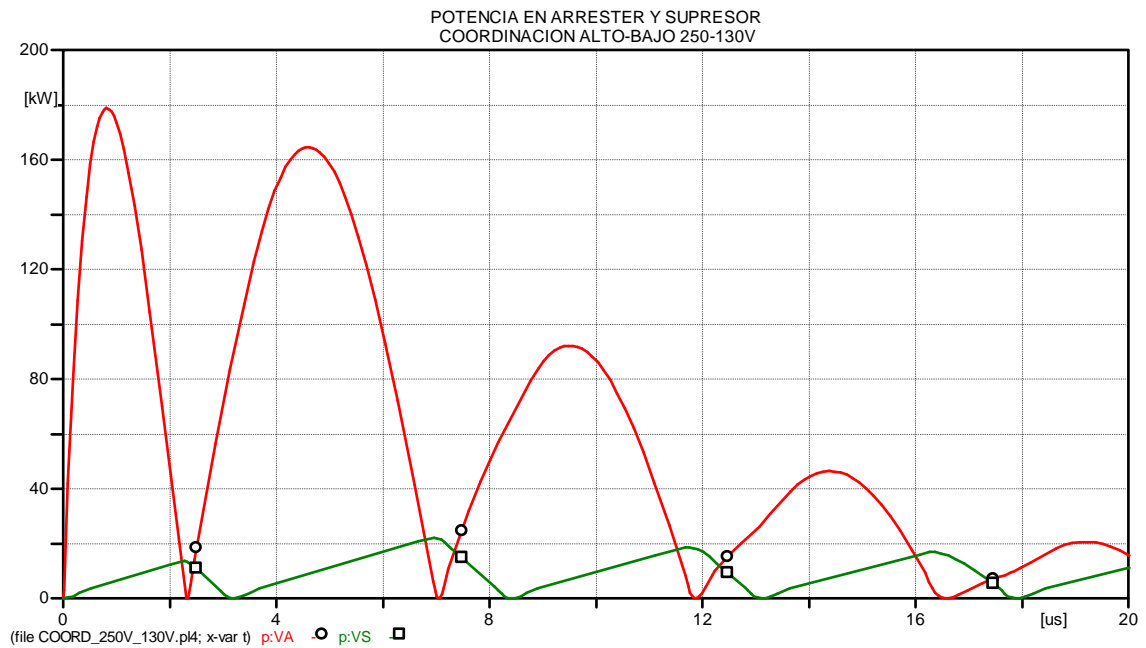


Figura 2.18: Grafica de potencia vrs tiempo en el arreser y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz

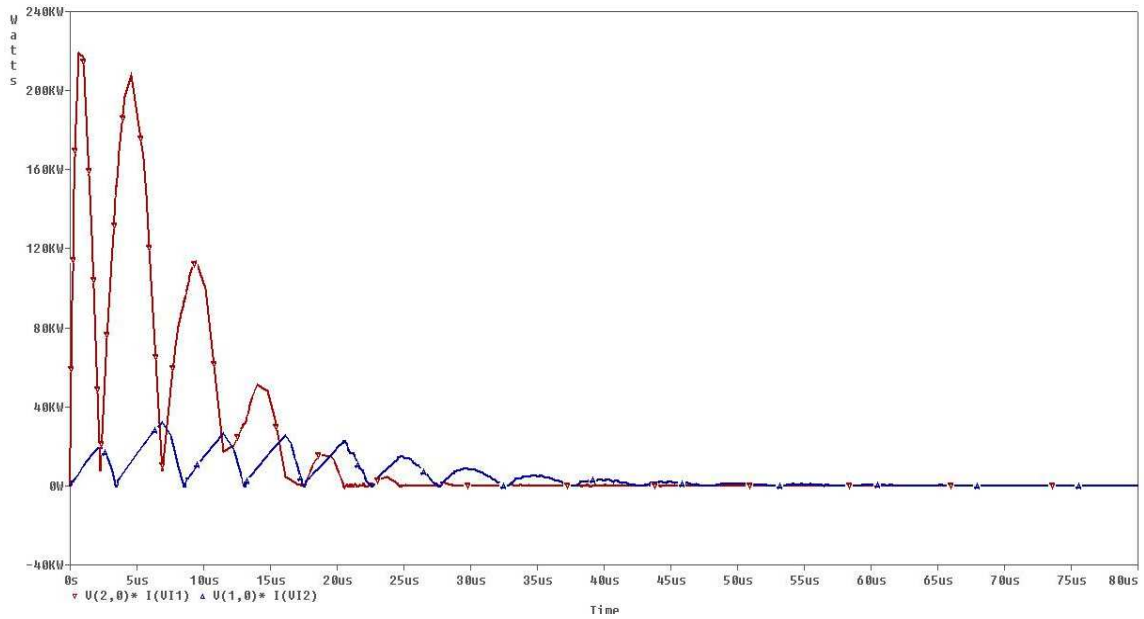


Figura 2.19: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.

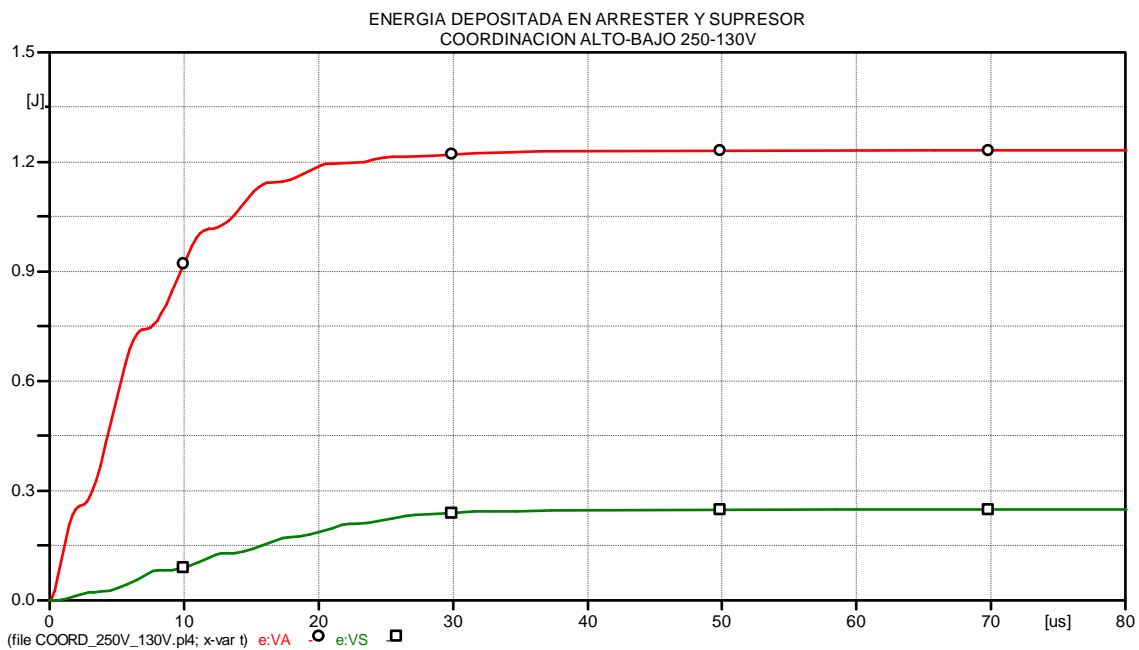


Figura 2.20: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.

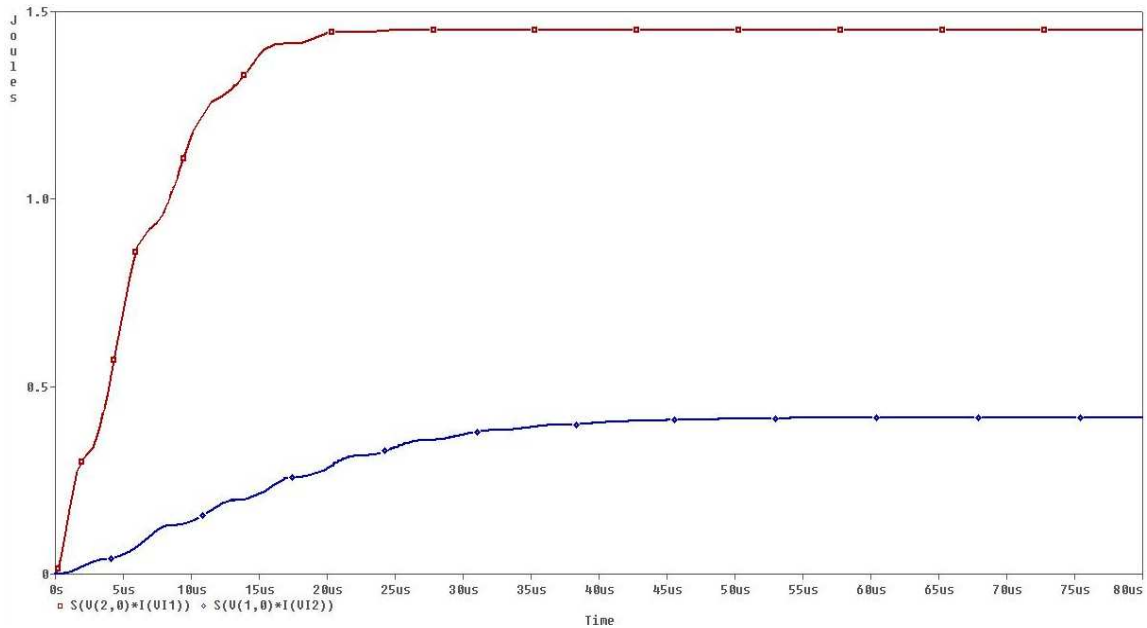


Figura 2.21: Grafica de energía vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V onda oscilante de 400A 0.5µseg-100kHz.

2.4.3 RESULTADOS OBTENIDOS DE LA SIMULACION CON UNA FUENTE DE EXITACION DE 220A CON ONDA 10/1000µseg

Los resultados obtenidos de la simulación para este tipo de impulso de corriente largo son mostrados en las tablas 2.5 y 2.6 de los cuales podemos concluir que la coordinación Alto-Bajo no funciona con este tipo de transitorio.

Esto hace resaltar la necesidad de coordinar Bajo-Alto ó de igual a igual para evitar el ingreso de transitorios lentos al edificio que se desea proteger. En efecto la onda en cuestión es de mucha mayor duración y lentitud que las dos ondas estudiadas con anterioridad, esto hace que la mayor cantidad de energía se concentre en la cola de la onda. Como el efecto $L \frac{di}{dt}$ se ve reducido por la

lentitud de la señal, para coordinación Alto-Bajo el supresor limita el voltaje en el arrester, lo que permite que casi toda la energía de la onda se derive al supresor [3].

Tabla 2.5: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 220A 10/1000 μ seg con el simulador ATP.

VOLTAGE ENGANCHE		DISTANCIA ENTRE DISPOSITIVOS DE PROTECCION Y ENERGIA DEPOSITADA EN CADA DISPOSITIVO EN JOULES							
		5METROS		10METROS		20METROS		40METROS	
A	S	A	S	A	S	A	S	A	S
250	250	73.65	71.79	74.79	70.67	76.89	68.59	80.51	62.02
	150	1.9	92.63	2.18	92.44	2.82	92.00	4.1	91.13
	130	0.72	79.58	0.89	79.48	1.38	79.2	2.41	78.6
150	250	93.69	0.94	93.7	0.94	93.69	0.94	93.69	0.94
	150	46.17	44.73	46.9	44.03	48.25	42.7	50.59	40.41
	130	7.3	72.05	7.95	71.48	9.24	70.34	11.73	68.15
130	250	79.59	0.7	79.6	0.7	79.59	0.7	79.59	0.7
	150	72.5	6.78	72.51	6.78	72.51	6.78	72.52	6.77
	130	39.38	37.93	40.1	37.23	41.41	35.93	43.66	33.74

Tabla 2.6: Resultados obtenidos de la simulación para la onda de corriente de 220A 10/1000 μ seg con el simulador SPICE.

VOLTAGE ENGANCHE		DISTANCIA ENTRE DISPOSITIVOS DE PROTECCION Y ENERGIA DEPOSITADA EN CADA DISPOSITIVO EN JOULES							
		5METROS		10METROS		20METROS		40METROS	
A	S	A	S	A	S	A	S	A	S
250	250	72.246	71.032	72.797	70.509	74.149	69.185	76.667	66.736
	150	0.026	92.557	0.235	92.405	0.817	92.004	2.02	91.186
	130	0.006	79.446	0.136	79.362	0.588	79.088	1.588	78.507
150	250	92.583	0.022	92.58	0.01	92.564	0.001	92.559	0.001
	150	44.889	43.867	45.445	43.327	46.478	42.329	48.412	40.472
	130	3.45	75.817	4.18	75.14	5.6	73.182	8.353	71.284
130	250	79.456	0.02	79.441	0.009	79.431	0.001	74.434	0.001
	150	76.386	2.869	76.39	2.847	76.413	2.827	76.457	2.788
	130	38.592	37.579	39.136	37.05	40.176	36.049	42.07	34.231

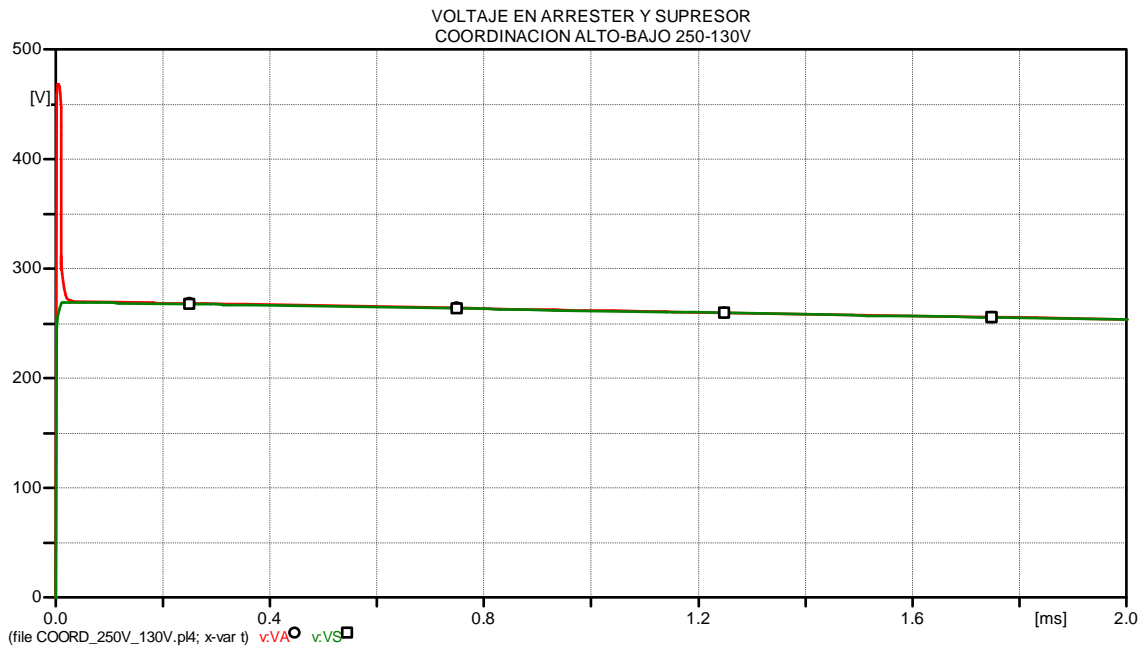


Figura 2.22: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000 μ seg.

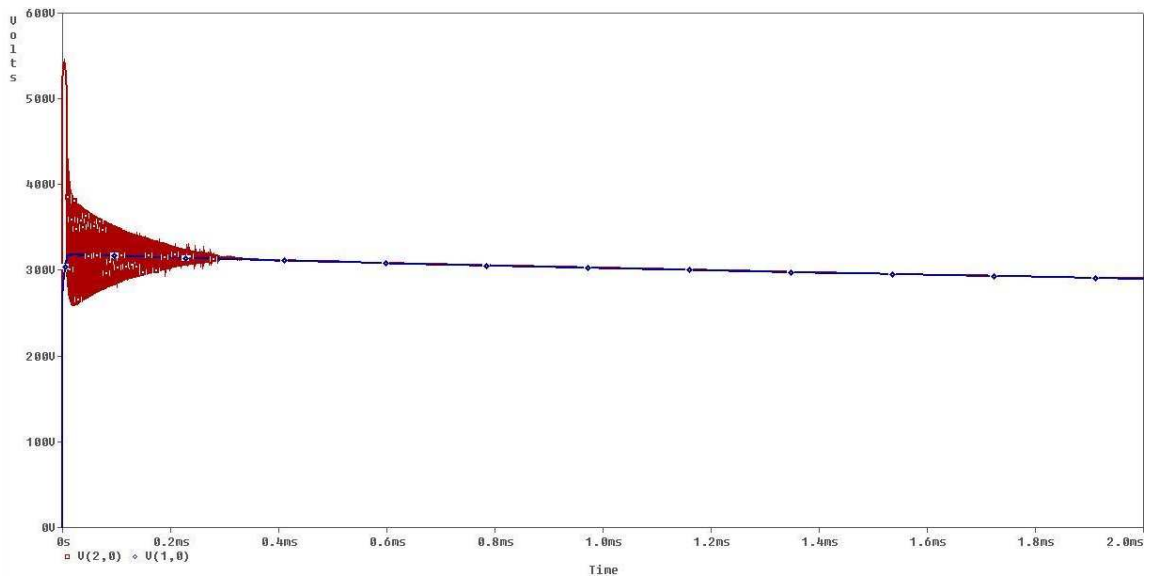


Figura 2.23: Grafica de Voltaje vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000 μ seg.

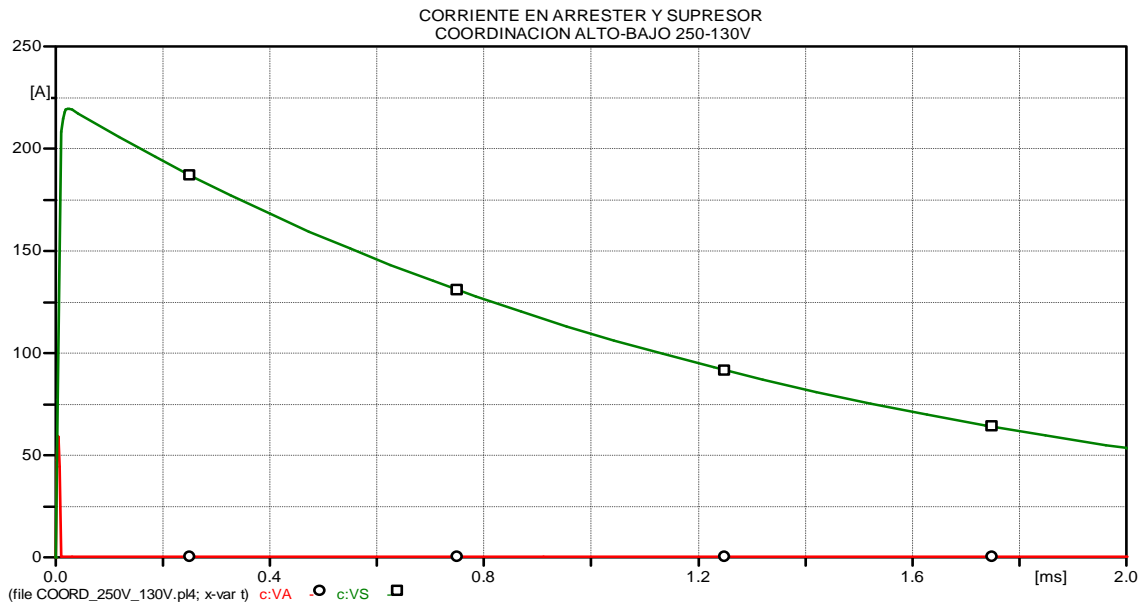


Figura 2.24: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000 μ seg.

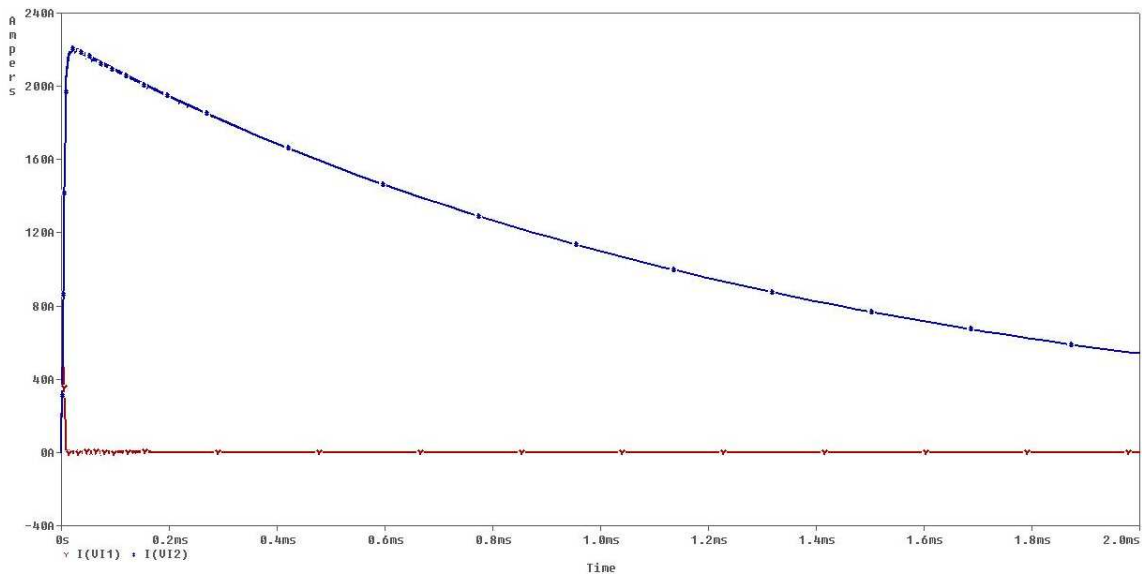


Figura 2.25: Grafica de corriente vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000 μ seg.

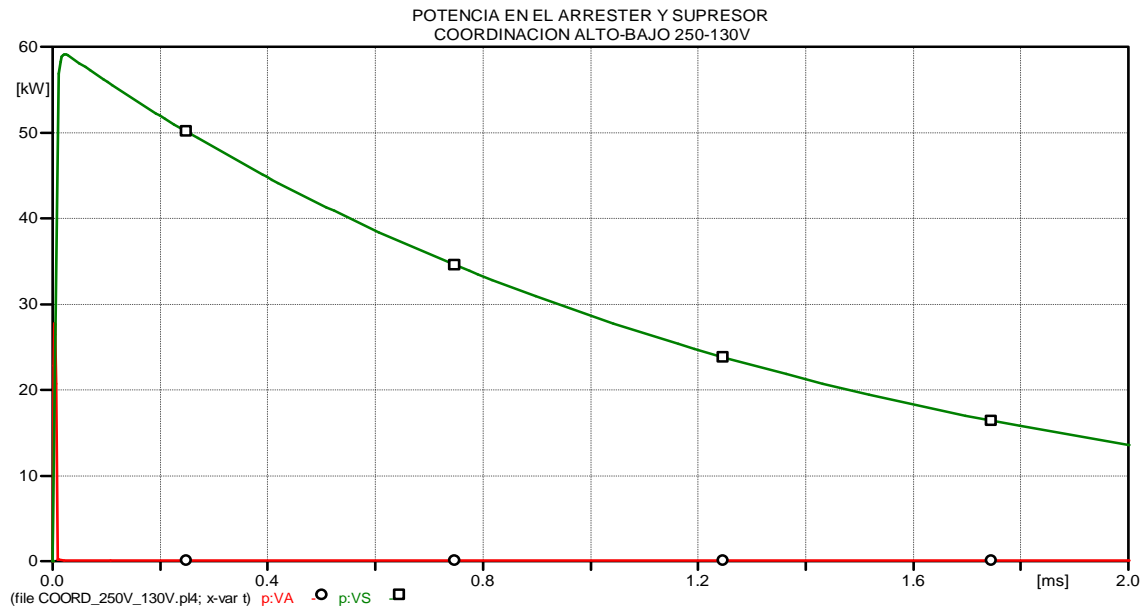


Figura 2.26: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en ATP coordinación Alto-Bajo 250-130V utilizando una fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000 μ seg.

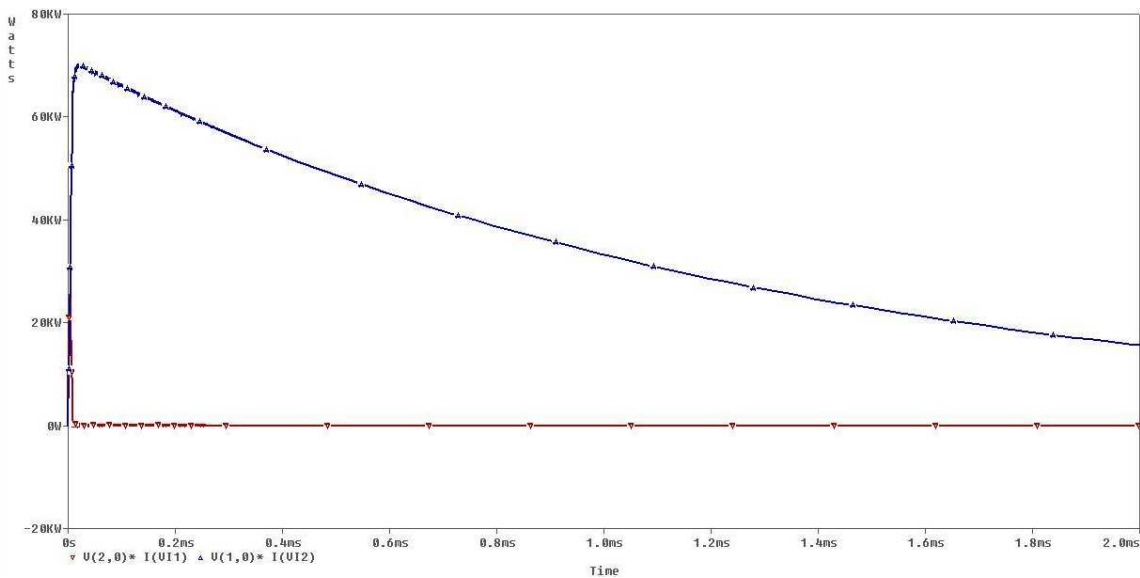


Figura 2.27: Grafica de potencia vrs tiempo en el arrester y el supresor simulación en SPICE coordinación Alto-Bajo 250-130V utilizando una fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000 μ seg.

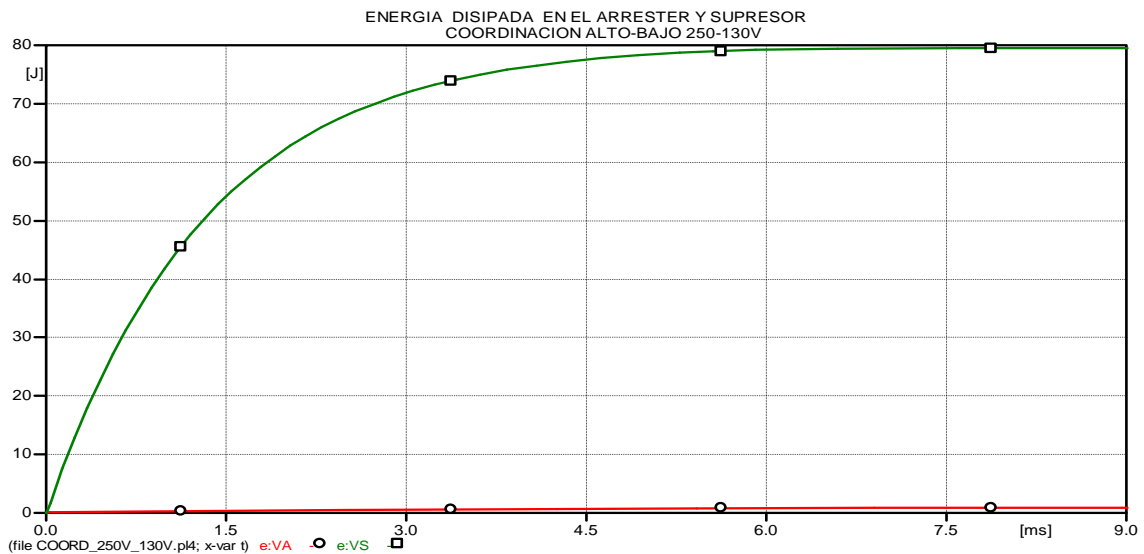


Figura 2.28: Grafica de energía vrs tiempo en el arreser y el supresor coordinación Alto-Bajo 250-130V utilizando una fuente de excitación de impulso largo de corriente 220A 10/1000 μ seg.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO

1. Del análisis de los resultados obtenidos de la simulación podemos decir que la planificación de las protecciones contra sobrevoltajes ha sido y sigue siendo hoy en día una de las cosas más importantes a tomar en cuenta en el diseño de sistemas eléctricos de potencia.
2. Para la selección de dispositivos de protección hay que tomar muy en cuenta las siguientes recomendaciones:
 - ❖ La distancia entre los dispositivos de protección contra sobrevoltajes.
 - ❖ Los niveles de voltaje de protección de los elementos.
 - ❖ Caracterizar bien el tipo de transitorio más frecuente en la zona donde se desea colocar dichos dispositivos de protección para una mejor y eficaz coordinación de protecciones.
3. La simulación de estos sistemas de protecciones en cascada nos permitió saber que no siempre es correcto una coordinación Alto-Bajo y tampoco Bajo-Alto.
4. Han de realizarse estudios detallados sobre los puntos del segundo numeral para decidir sobre el tipo de coordinación y dispositivos de protección contra sobrevoltajes.
5. De los resultados obtenidos podemos decir que es obvio que no podemos tener todas las variables bajo control sin embargo, las soluciones de ingeniería deben darse proporcionando la mejor solución posible a los

problemas.

6. Los resultados obtenidos de las simulaciones de las diferentes coordinaciones y formas de onda de prueba según norma IEEE C62.41-1995 tanto en ATP como en SPICE son muy similares esto nos genera mayor confianza con los resultados obtenidos, ya que dichos software son herramientas potentes usadas en ingeniería.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Sakshaugh, E. C. "A New Concept in Station Arrester Design". IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. pas 96, N° 2, PP - 647- 656, March/April 1997.
- [2] ANSI/IEEE C62.41-1995, Recommended Practice on Surge Voltages in low Voltage ac Power Circuits.
- [3] Jih-Sheng Lai y Francois D. Martzloff, "Coordinating Cascaded Surge Protection Devices: High-Low versus Low-High". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, N°4. July/August 1993
- [4] F. D. Martzloff, "Coordination of Surge Protectors in low Voltage ac power circuits," IEEE Tans. Power App. Syst., vol 99, pp. 129-133 Jan/Feb. 1980.
- [5] Canadian /American EMTP User Group. ATP Rule Book
- [6] <http://www.littelfuse.com/varistor-spice-models.html>
"Empresa dedicada al diseño y creación de dispositivos de protección en alta y baja potencia."

CAPITULO III

SIMULACION DE LA MAQUINA GENERADORA DE IMPULSOS DE EIE

INTRODUCCION

La maquina generadora de impulsos de alto voltaje es un instrumento muy importante para la realización de pruebas a diferentes dispositivos de protección utilizados en las redes de transmisión y distribución de energía eléctrica.

Cualquier instalación destinada a la generación, transporte o distribución de energía eléctrica cuya tensión nominal sea superior a 1000 V se denomina de alta tensión.

Las líneas, centrales, subestaciones o centros de transformación de alta tensión utilizan seccionadores, interruptores, interruptores automáticos, junto con materiales y equipos de alta tensión como cables, aisladores, transformadores y pararrayos. Su correcto diseño y funcionamiento dependen de la capacidad para soportar las distintas sollicitaciones climáticas, térmicas, mecánicas y eléctricas a las que estarán sometidos durante su vida útil.

Una de las sollicitaciones eléctricas más importantes son las sobretensiones que se pueden presentar en un lugar y en un instante determinado de la red eléctrica, cuyo valor de cresta es superior al de la tensión nominal de funcionamiento.

Un material es capaz de soportar en régimen permanente un valor eficaz máximo de tensión entre fases denominado tensión más elevada del material, pero durante su explotación puede ser sometido a sobretensiones que aunque no sean permanentes, serán de mayor amplitud que la tensión más elevada del material. Estas sobretensiones se clasifican en temporales y transitorias.

Las sobretensiones temporales corresponden a tensiones de frecuencia industrial de duración relativamente larga, hasta una hora, que pueden estar débilmente amortiguadas. Las transitorias son de una corta duración que nunca sobrepasa unos milisegundos, oscilatorias o no y generalmente muy amortiguadas.

Las sobretensiones transitorias se clasifican como de frente lento, rápido y muy rápido. Las de frente lento están causadas habitualmente por maniobras en las redes, mientras que las de frente rápido tienen su origen principalmente en los efectos del rayo. Los de frente muy rápido son debidas a los efectos de reflexiones por maniobras en subestaciones aisladas con gas, o por la interrupción de interruptores automáticos de vacío en instalaciones de media tensión.

La simulación de muchos procedimientos que se realizan en laboratorios de alta tensión tienen como objetivo asegurar la efectividad de la prueba que se desea realizar mediante el uso de software avanzados reduciendo en buena medida el tiempo y los costos que dicha prueba requiere.

Como uno de los principales objetivos de este trabajo de graduación es comparar los potenciales de los distintos software como ATP y SPICE, entonces que mejor forma de hacerlo que simulando la maquina generadora de impulsos de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UES.

3.1 GENERALIDADES

Uno de los fenómenos mas destructivos y comunes que afectan un sistema eléctrico es el rayo dicha perturbación puede dar lugar a la aparición de sobretensiones en las líneas e instalaciones de alta tensión por uno de los mecanismos siguientes: por caída directa sobre una línea o instalación de alta tensión o por inducción cuando el rayo cae próximo a ella. El primer mecanismo es prácticamente el único que tiene influencia sobre las instalaciones de tensión nominal superior o igual a 132 kV, mientras que el segundo es el predominante en las instalaciones de redes de distribución.

El rayo en el momento de su impacto con el suelo alcanza aproximadamente la décima parte de la velocidad de la luz, sigue el modelo de una fuente de intensidad con una intensidad de descarga principal entre 1 y 200 kA. Cuando un rayo cae directamente sobre los conductores de fase o sobre los hilos de guarda o apoyos con cebado posterior del arco a las fases, se originan en los conductores de la línea ondas de elevadas. Estas ondas se propagan a lo largo de la línea, atenuándose en su recorrido y sometiendo al material eléctrico de alta tensión a la correspondiente sobretensión.

Para garantizar que los materiales de alta tensión sean capaces de soportar las distintas sobretensiones que se pueden presentar a lo largo de su vida útil con una probabilidad de fallo admisible es necesario realizar un estudio de coordinación de aislamiento. Las técnicas de coordinación de aislamiento sirven para seleccionar la rigidez dieléctrica o nivel de aislamiento de los materiales, en función de las tensiones que puedan aparecer en la red a la cual están destinados, teniendo en cuenta las condiciones ambientales de funcionamiento, así como las características de los dispositivos de protección previstos.

Cualquier estudio de coordinación de aislamiento concluye con la selección de un conjunto de tensiones soportadas normalizadas de formas de ondas distintas, (tipo rayo, frecuencia industrial o tipo maniobra) que los equipos de alta tensión deben ser capaces de soportar bajo condiciones de ensayo especificadas.

Para materiales de tensión más elevada menor o igual de 245 kV el conjunto de valores normalizados que definen el nivel de aislamiento son las tensiones soportadas a frecuencia industrial y a impulsos tipo rayo, mientras que para materiales de más de 245 kV son las tensiones soportadas a impulsos de maniobra y tipo rayo. Por lo tanto, cualquier material independiente de su nivel de tensión debe ser capaz de soportar una tensión normalizada con forma de onda tipo rayo. Los ensayos para comprobar que efectivamente los materiales y equipos de alta tensión satisfacen los niveles de tensión soportada se realizan en laboratorios de alta tensión según la norma IEC 60060-1, que sirve de referencia tanto para ensayos con tensiones continuas o alternas, como con impulsos de tensión.

Para asegurar la continuidad y calidad del suministro eléctrico, así como la fiabilidad de los equipos y materiales de alta tensión es necesario garantizar que los ensayos dieléctricos sean reproducibles, es decir que un fabricante no obtenga resultados distintos en laboratorios distintos o incluso cuando se repite el ensayo en el mismo laboratorio y sobre la misma muestra cambiando ligeramente la preparación previa del ensayo. Para conseguir la reproducibilidad es necesario que las normas que tratan la ejecución de los ensayos y su evaluación definan perfectamente como evaluar los resultados registrados en el laboratorio.

3.1 DESCRIPCION DEL GENERADOR DE IMPULSOS DE LA ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

El generador de impulsos que posee la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador es del tipo GTS, fabricado por PASSONI VILLA, y tiene las siguientes características técnicas:

Tabla 3.1: Características técnicas del generador de impulsos de la EIE.

Tensión nominal de carga	400 KV DC
Energía Nominal	10KJ
Numero de Etapas	4
Tensión de carga por etapa	100KV
Ritmo entre impulsos	30 s
Inductancia del generador	40uH
Temperatura	0 - 40° C
Humedad relativa	35 - 95%

En la Figura 3.1 se muestra al generador de impulsos de rayo de la EIE:



Figura 3.1: Generador de impulsos tipo rayo de la EIE.

El generador de impulsos ha sido diseñado para generar la onda estándar impulso de rayo de $1.2/50 \mu\text{seg}$. de acuerdo a las normas establecidas para objetos bajo prueba cuya capacitancia a tierra esté en el rango hasta de 8500 pF , utilizando para ello la conexión adecuada.

Disponiendo de un juego de resistencias adicionales, los cuales pueden adquirirse opcionalmente, el generador también puede producir la onda estándar impulso tipo maniobra de $250/250 \mu\text{seg}$.

El modelo del generador de impulsos que se utilizara en la simulación en el software ATP y SPICE, parte del hecho que los capacitores se han cargado con el voltaje que desde el panel de control se especifica, para tal caso el circuito que representa el generador de impulsos no muestra el circuito del transformador elevador que hace que se carguen cada capacitor.

Otra aclaración que hay que hacer es que los espinterómetros se han simulado como switch que se cierran en $t=0$ segundos.

Las simulaciones se hacen en SPICE y ATP comprobándose una vez más el potencial que tiene cada uno de estos simuladores y su similitud en cuanto a respuestas, lo que viene a ratificar la confianza depositada por nosotros a lo largo de todas las simulaciones realizadas para los diferentes fenómenos propuestos en este trabajo de graduación.

Estos resultados obtenidos de la simulación con ambos programas son comparados con los datos extraídos de una prueba realizada con la maquina generadora de impulsos de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. Los resultados obtenidos de la prueba son valores que han sido acondicionados para poder extraer los datos con un osciloscopio. La forma de acondicionamiento consiste en colocar un divisor capacitivo que se encarga de reducir el voltaje para poder observar el fenómeno, esta ganancia de reducción es de $4.23E-3$.

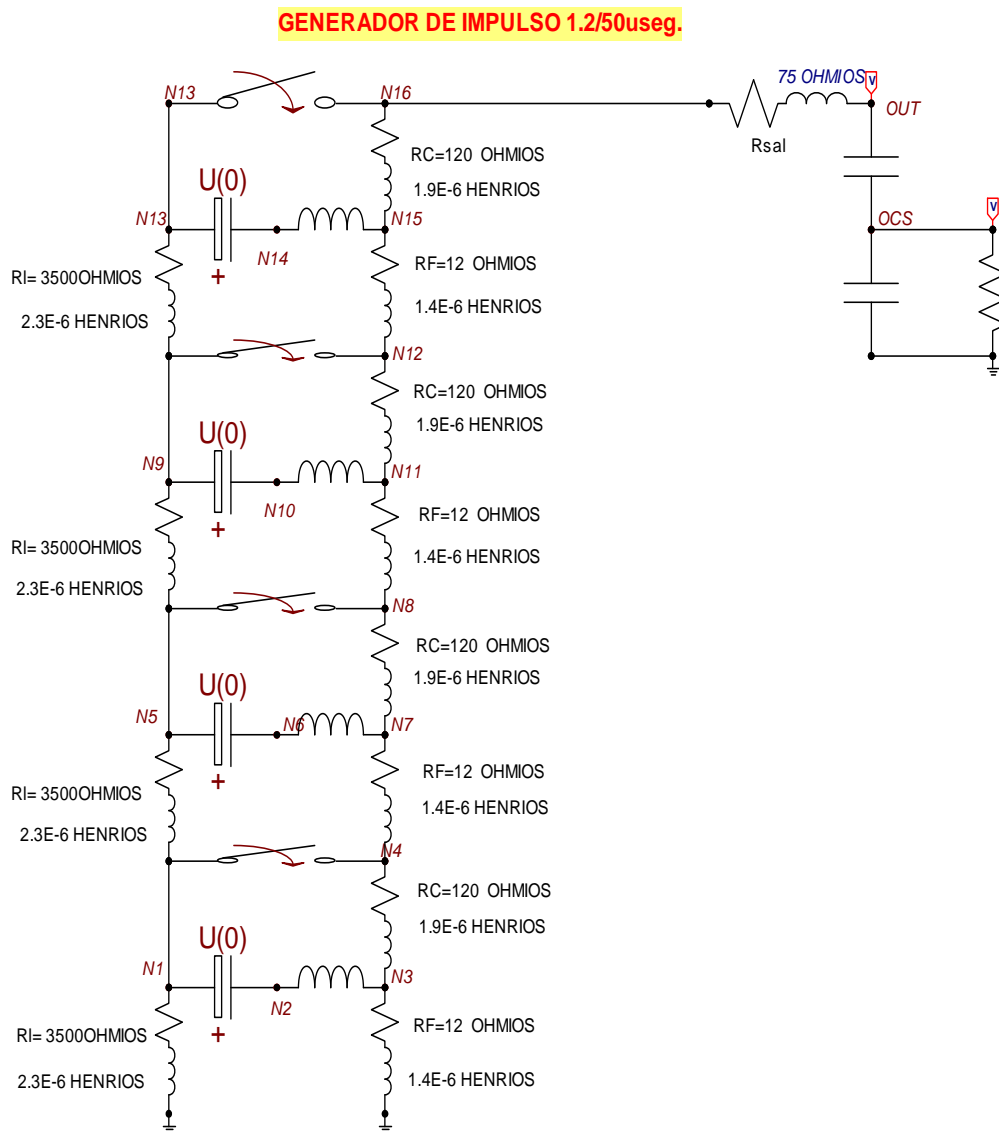


Figura 3.2: Circuito de la maquina generadora de pulsos simulado en ATP.

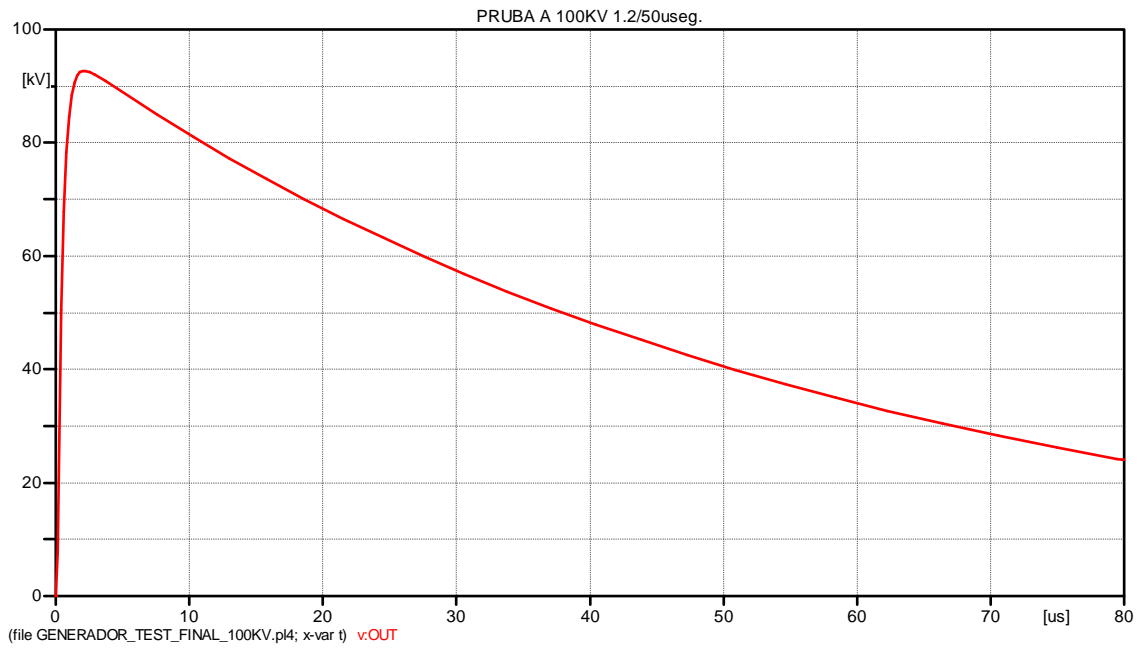


Figura 3.3: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 100 kV 1.2/50µseg. simulación realizada en ATP.

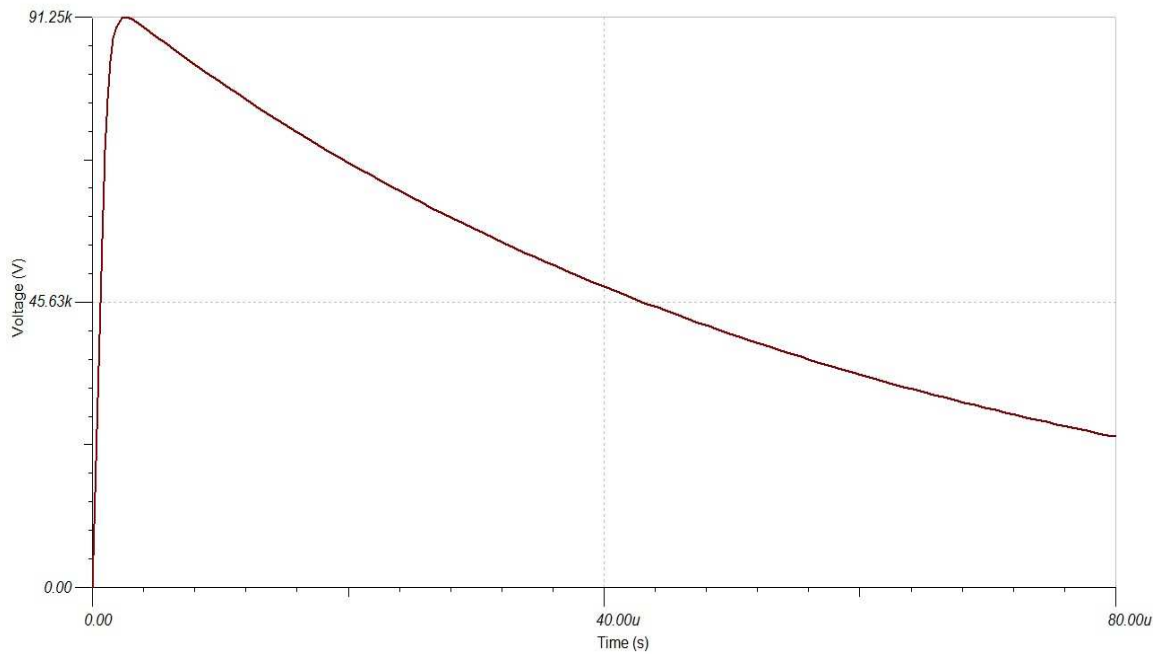


Figura 3.4: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 100 kV 1.2/50µseg. simulación realizada en SPICE.

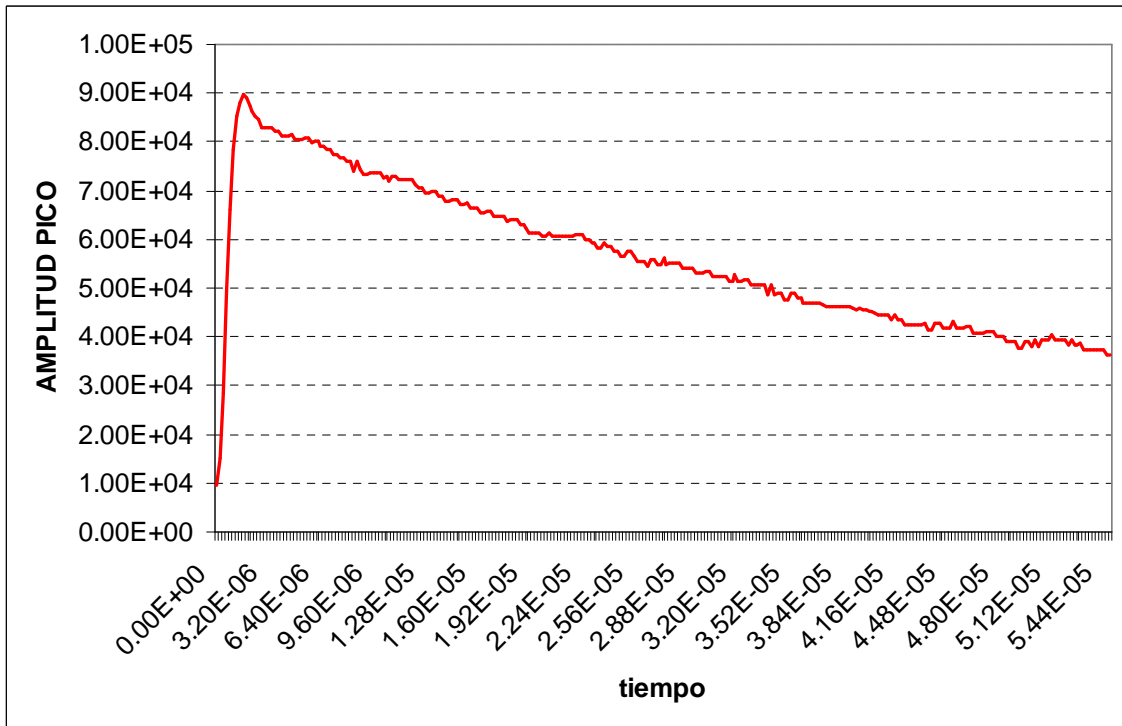


Figura 3.5: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 100 kV 1.2/50µseg.

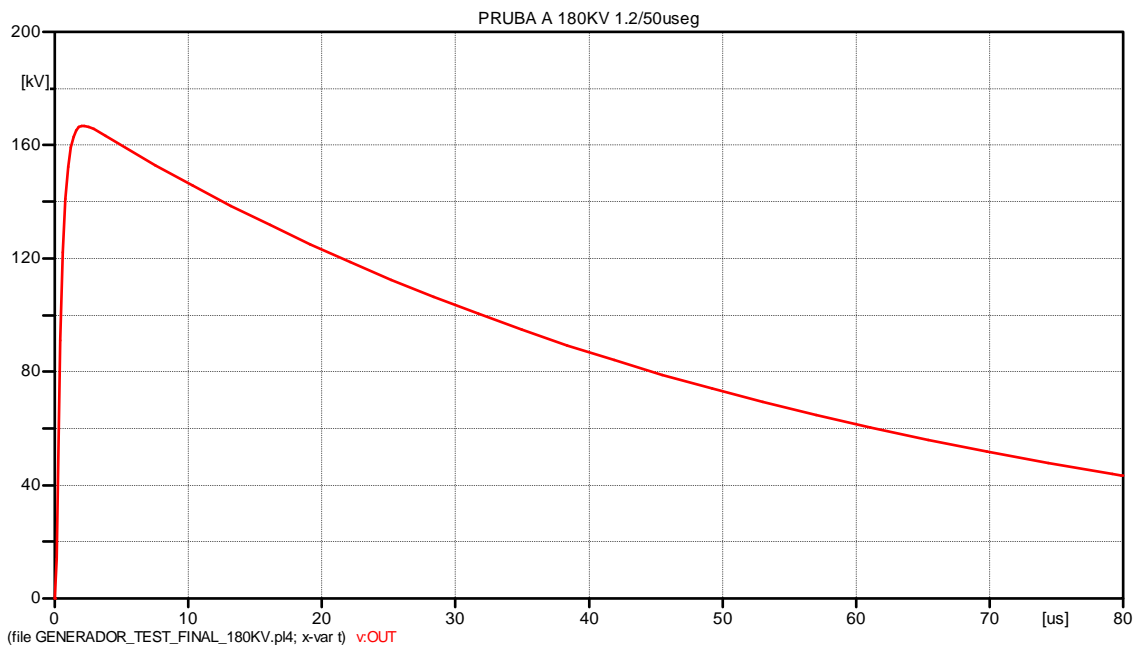


Figura 3.6: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 180kv 1.2/50µseg. simulación realizada en ATP.

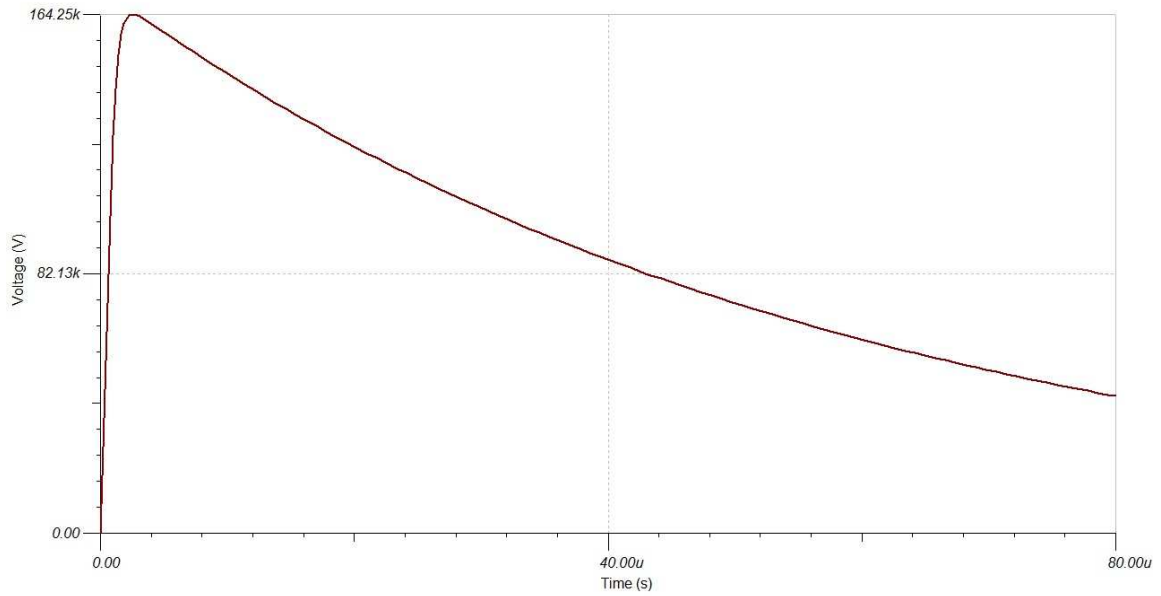


Figura 3.7: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 180kv 1.2/50µseg. simulación realizada en SPICE.

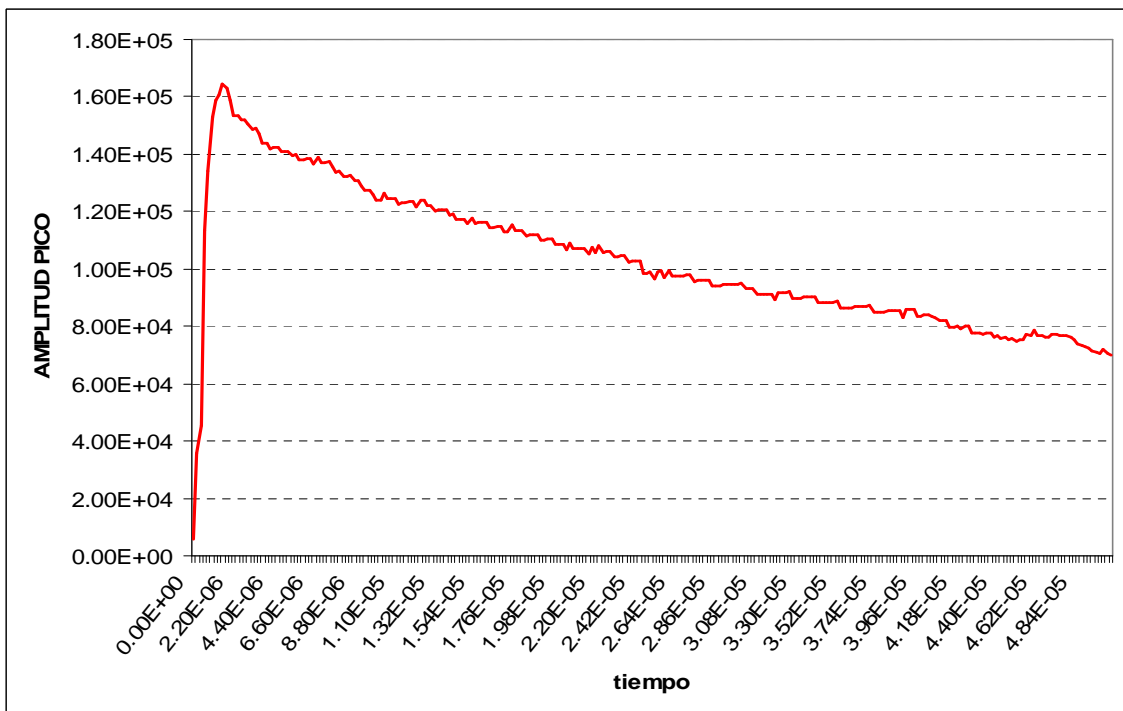


Figura 3.8: Voltaje de salida de la maquina generadora de impulsos para una prueba a 180kv 1.2/50µseg.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- ❖ *Manual de utilización del generador de impulsos Passoni Villa*, Traducido por Ing. José Fredy Villalta. Milano, Italia 1988.
- ❖ *Internacional Electrotechnical Comission IEC. Publication 60-1: High Voltage Test Techniques. Parte1: General Definitions and test requirements. Second Edition 1989.*
- ❖ *UNE 21-308-94 Ensayos en alta tension. Parte 1: Definiciones y Prescripciones Generales relativas a los ensayos. 1994.*
- ❖ *Diseño e implementación de un sistema de Adquisición y Procesamiento de datos de las pruebas realizadas con un generador de impulsos de alta tensión.* Chevez Paz, Luis Roberto; Colato Rodríguez, Hugo Miguel y Escobar Brizuela, Luis Ernesto. Tesis para optar al grado de Ingeniero Electricista Biblioteca de la facultad de Ingenieria. UES diciembre de 1996.

CAPITULO IV

EL FLICKER

INTRODUCCIÓN

El parpadeo de las luminarias eléctricas fue el primer problema de Power Quality observado y analizado. La iluminación fue la primera aplicación en gran escala de la electricidad. A finales de los años treinta, las distribuidoras ya habían elaborado curvas de percepción e irritación del ojo humano al parpadeo provocado por las fluctuaciones de voltaje.

Siendo estrictos, el flicker no es un fenómeno electromagnético; sino la consecuencia (en luminarias eléctricas) de fluctuaciones de voltaje que ocurren generalmente en el rango de 0.5 a 25 Hz. Esto provoca un fenómeno de modulación en amplitud de la onda 60Hz, en donde las fluctuaciones de voltaje constituyen la envolvente.

Estas frecuencias coinciden con el rango de frecuencia en donde la sensibilidad del ojo humano es mayor (6-10 variaciones por segundo). Las fluctuaciones de voltaje son producidas por cargas con variaciones rápidas de la demanda de potencia reactiva.

Las variaciones de voltaje son uno de los peores eventos de calidad de energía debido a sus efectos perjudiciales sobre sistemas de control y electrónicos sensibles a la calidad de la onda de voltaje. Otra molestia importante que causa este efecto es en la visión ya que provoca cansancio prematuro de la vista e irritabilidad de las pupilas por estar en continua dilatación y contracción ajustando al nivel de luz que se este presente en determinado tiempo.

La frecuencia de parpadeo es apreciable por el sistema lámpara - ojo - cerebro, cuando está comprendida en un rango de frecuencias que se extiende desde 0,05 Hz hasta 42 Hz en redes de 60 Hz y voltaje nominal de 120 V.

Estadísticamente la sensibilidad máxima del ojo se produce a una fluctuación de 8,8 Hz, tal que la variación periódica de voltaje en 0,321% para 120V 60 Hz lo cual se percibe como parpadeo.

El flicker se divide, por su naturaleza, en dos categorías: sistemático o periódico y aleatorio o no periódico, pudiendo aparecer simultáneamente. Las principales causas son las conexiones de grandes motores de inducción, compresores, bancos de capacitores, soldadoras y hornos de arco (cargas no lineales) entre otras, a redes eléctricas deficientes o sin sistemas de control que inhiban de transitorios en los casos de arranques y paradas de motores. Otras causas de flicker son los interarmónicos en especial cuando sus frecuencias se encuentran en el rango mencionado. Estas componentes no causan modulación de amplitud de tensión como las mencionadas, sino que hacen oscilar la tensión en el entorno del régimen estable.

El flicker periódico puede ser consecuencia de grandes cargas repetitivas como son compresores, soldadoras de punto y de arco, en cambio, el flicker no periódico por arranques de grandes motores o equipos que pueden generar simultáneamente ambos tipos de flicker como son los hornos de arco, soldadoras de arco y balancines.

4.1 GENERALIDADES

¿QUÉ ES EL FENÓMENO DE FLICKER?

Es el nivel de molestia que percibe un observador medio como consecuencia de la variación en la luminosidad de una lámpara, ocasionada por fluctuaciones rápidas del voltaje, que causan variaciones en la iluminación, que pueden causar fenómenos visualmente perceptibles, en adelante se llamará severidad de Flicker ó simplemente flicker, esta perturbación aumenta rápidamente con la amplitud y la frecuencia de las fluctuaciones. El índice de severidad de flicker de corta duración (Pst) se calcula según [1] en períodos de 10 minutos; "Pst" significa (short time). El índice de severidad de Flicker de larga duración Plt se calcula, tomando el promedio cúbico de 12 valores Pst continuos (12 intervalos de 10 minutos = 1 intervalo Plt de 2 h). La intensidad de la fluctuación no debe exceder un valor de $Plt = 1.00$ durante 95% de una semana. Este índice sin embargo ha sido establecido por la IEC (Comisión Electrotécnica Internacional) con un método subjetivo: Cuando el 50% de 100 personas en una sala apenas notan variaciones en una lámpara de 230V / 60W.

4.1.1 ELEMENTOS PERTURBADORES

El horno de arco

El horno de arco es el principal generador de flicker. Su funcionamiento normal provoca unas fluctuaciones de voltaje, que se sienten cuando más elevada es la potencia de los hornos, en particular en relación a la potencia de cortocircuito de la red: habitualmente su valor es del orden de decenas de MVA (ver referencia [10] y [11]).

Máquinas con cargas fluctuantes

Los motores potentes, o grupos de motores, con arranques y paros frecuentes, o con carga variable, (como los trenes de laminación), así como las máquinas con par resistente alterno (compresores), pueden producir flicker.

Reguladores de potencia con tiristores

Para huir de los inconvenientes del «mando por ángulo de fase» (armónicos y parásitos en alta frecuencia), los reguladores con tiristores (a veces llamados

también «convertidores») funcionan en «mando sincopado» cuando su carga lo permite.

Los tiristores de mando sincopado se encienden durante períodos enteros (regulación por tren de ondas enteras), pero los tiempos de conducción son muy breves, repetidos a frecuencias de algunos Hz. Por tanto son generadores de flicker.

Por ejemplo, para evitar este fenómeno en el campo del calentamiento eléctrico, las normas imponen a los constructores unos sistemas de regulación tales que la potencia no se conmute más de una vez en 20 segundos.

Los equipos de soldadura

Los soldadores de arco de potencia relativamente débil no son muy molestos (salvo utilización intensiva en casa de un abonado en BT). Por en frente los ciclos repetitivos de soldadores por resistencia, a frecuencias comprendidas entre 0.1 y 1Hz, están en el origen de perturbaciones en forma de oscilaciones bruscas del voltaje.

Generadores eólicos

Los sistemas de conversión de energía de viento (Wind energy conversion system ó WECS) producen fluctuaciones en la potencia de salida, la cual causa fluctuaciones de voltaje y flicker ver referencia [12].

4.2 DEFINICIÓN TEÓRICA DE LA INCOMODIDAD, CUANTIFICACIÓN Y MEDIDA DEL FLICKER

La cuantificación y la medida del fenómeno del flicker resultan bastante complejas, puesto que al mismo tiempo hacen intervenir factores técnicos, fisiológicos y psicológicos. ¿Como cuantificar y medir la sensación de incomodidad o molestia experimentada por el hombre?. Se han llevado a cabo muchos estudios profundos sobre el análisis y la cuantificación del flicker en diversos países. La CEI en conjunto con la IEC trabajaron en las norma [1], [2] y [3] en la cual se muestra el modelo del Flickermeter para un voltaje de 230V en [1] y para 230V y 120V en [2].

4.3 ÍNDICES DE EVALUACION DEL FLICKER

Índice de severidad de Flicker de corta duración Pst

El lapso debe ser suficientemente largo para permitir que un observador perciba el flicker, advirtiéndolo su persistencia, y para poder caracterizar el comportamiento de aparatos generadores de disturbio con ciclo de funcionamiento prolongado.

Se ha elegido un lapso base de 10 minutos que es el mismo utilizado en la norma de calidad europea [4] y la evaluación del flicker efectuada en este lapso es llamado shortterm (Corta duración). Como la corriente de sensación provocada por el flicker no depende solo de su nivel, sino también de su persistencia, se hace referencia a la curva de frecuencias acumuladas [6], que indica el porcentaje de tiempo de observación el cual el nivel de flicker ha superado un valor asignado.

Esta curva sirve como base para obtener el índice de severidad del flicker, indicado como Pst. En este punto es necesario relacionar el valor de severidad del flicker con una curva límite para las fluctuaciones de voltaje mas allá de la cual ellas deben considerarse intolerables según [6], [7], [8] y [9].

En el estado actual existe una curva publicada en [9] valida para fluctuaciones de voltaje en forma rectangular. Las curvas de perceptibilidad indican que el 50 % de los sujetos sometidos a experimentos advierten como perceptible el nivel de flicker correspondiente a tales curvas.

La curva limite de tolerabilidad implica que los sujetos sometidos a experimentos (con niveles de flicker superiores a la perceptibilidad) indican que el disturbio es tan fastidioso de ser insoportable por aproximadamente el 80% de los interesados. Debe precisarse que la curva [9] en la parte constante a la izquierda no responde más a la severidad del flicker, pero muestra la exigencia de limitar el valor del voltaje.

Dada la curva de probabilidad acumulada que caracteriza una manifestación del flicker, la severidad del disturbio es calculada mediante la formula $P_{st} = \sqrt{K_i * P}$

Donde P son los percentiles de distribución acumulada correspondientes a los porcentajes 0.1, 1, 2, 10, 50 % y los coeficientes Ki han sido determinados en modo de obtener prácticamente Pst = 1 (según se describe en [1], [2] y [3]) para todos los puntos limites de la curva [9], salvo para la parte horizontal a izquierda (la curva de severidad Pst= 1 resulta en efecto muy practico a la curva [9].

La metodología para la elección de los percentiles y los valores de los coeficientes Ki son indicados en las referencias: [1], [2] y [3]. En los casos en los que el funcionamiento del aparato que genera los disturbios sea persistente y regular y la fluctuación de voltaje producida puede ser reconducida a un tipo rectangular a frecuencia constante, su amplitud puede ser directamente comparada con aquella limite suministrada por la curva Pst = 1 para la frecuencia considerada.

Índice de severidad de Flicker de larga duración Plt

Hay aparatos que generan disturbio y tienen un ciclo de funcionamiento prolongado, para los cuales la evaluación de la severidad del flicker de corta duración no es suficiente (por ejemplo: hornos de arco, referencia [10] y [11]). Para estos casos es necesario definir una metodología de evaluación del flicker de larga duración, y es posible adoptar una táctica de elaboración estadística en los datos para ser utilizada en la determinación del Pst, en modo de caracterizar el fenómeno con un solo indicador de la severidad.

Aun el parecido mas practico es subdividir el período de observación en muchos lapsos de 10 minutos y obtener para cada uno de ellos el Pst correspondientes. Obtenida así una serie de valores de Pst que podría construir una curva de duración de probabilidades acumuladas como se describe en [1] y [2] y [6]) y caracterizarla a través de percentiles oportunamente elegidos, pero se ha preferido utilizar un método de medida que ha demostrado producir buenos resultados.

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=0}^N P_{st}^3}{N}}$$

Las ventajas del método son el contenido de información de los PST singulares, a lo largo de todo el ciclo de funcionamiento del aparato o instalación del examen, y se reducen mucho las necesidades de memoria para la elaboración estadística, que puede ser incluido en el flickermeter en modo de obtener directamente la evaluación de la severidad de flicker. Teniendo en cuenta el ciclo medio de operación de las distintas cargas que producen disturbios un tiempo de observación de 2 horas parece razonable para la evaluación del flicker de larga duración.

4.4 MODELO MATEMÁTICO DE FLICKER

La variación de flujo luminoso periódico debido a fluctuaciones de voltaje de la misma naturaleza puede representarse matemáticamente mediante ecuaciones que permitan modular la amplitud del voltaje como también la representación en serie de ínterarmónicos tal como lo indican en [16], [17] y [18].

$$\text{Ecuación (4.1)} \quad v(t) = \left[1 + \frac{\Delta V}{V} \% * \frac{1}{2} \text{sen}(W_m t) \right]$$

Donde $\frac{\Delta V}{V}$ es el porcentaje de cambio de la amplitud máxima del voltaje.

Las modulaciones sinusoidales y rectangulares del voltaje, son las utilizadas y requeridas por las normas [1], [2] y [3]; para hacer las respectivas pruebas al flickermeter.

Las ecuaciones siguientes expresan ambos casos, siendo W_m la pulsación modulante en la amplitud. Esto se puede ver en [13]

$$\text{Ecuación (4.2)} \quad v(t) = A_c \text{sen}(\omega_c t) * \left[1 + \frac{\Delta V}{V} \% * \frac{1}{2} \text{sen}(\omega_m t) \right]$$

Donde:

A_c = Magnitud del voltaje de la alimentación sinusoidal.

ω_c = Frecuencia (rad/s) del voltaje sinusoidal de la alimentación

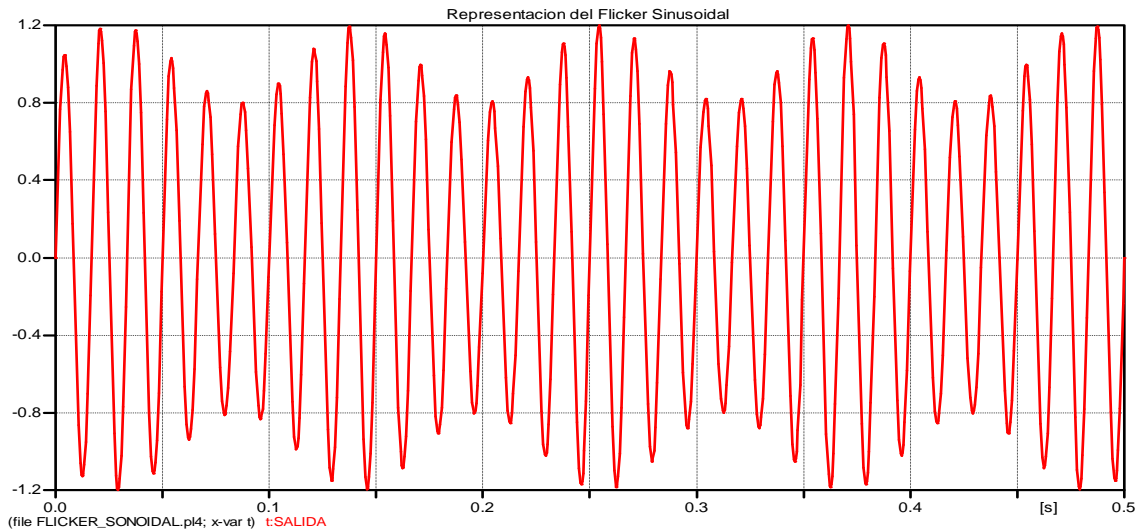


Figura 4.1: Representación del flicker Sinusoidal $\omega_m = 2.\pi.8.8$ rad/s

Ecuación (4.3)
$$v(t) = A_c \cdot \text{sen}(\omega_c t) * \left[1 + \frac{\Delta V}{V} \% * \frac{1}{2} * \text{Signum}(\text{sen}(\omega_m t)) \right]$$

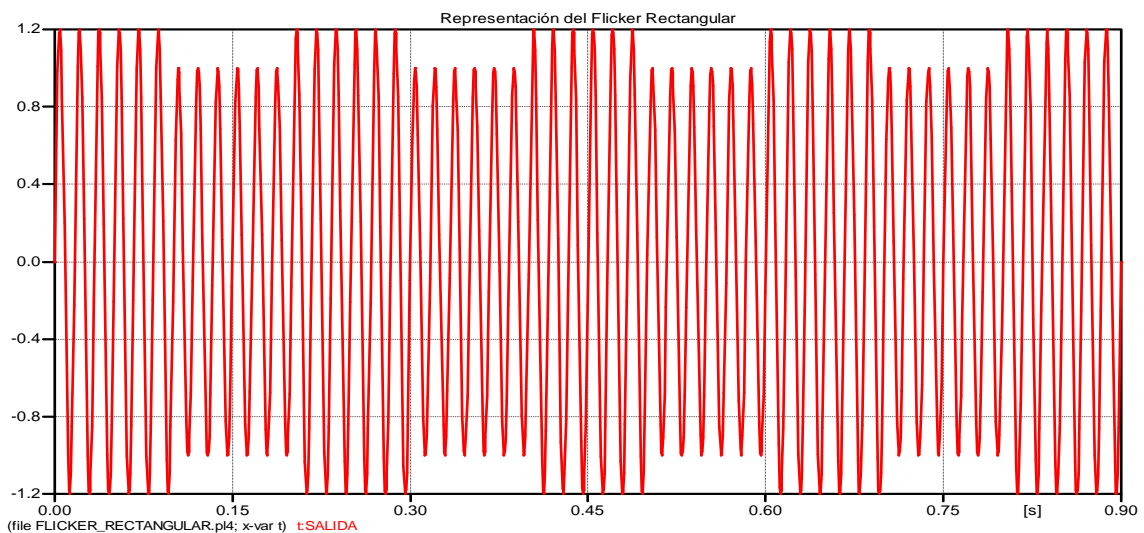


Figura 4.2: Representación del Flicker Rectangular $\omega_m = 2.\pi.8.8$ rad/s

Curva de perceptibilidad de flicker según la norma IEC 61000-4-15

La siguiente curva muestra los puntos que corresponden al valor de $P_{st} = 1$ para pruebas del flickermeter con variaciones rectangulares de voltaje, se puede ver que hay tres curvas existentes en el gráfico las cuales corresponden a voltajes de 230, 120, 100 voltios respectivamente, de las cuales nos interesa la curva de 120 voltios ya que esta es el estándar monofásico en El Salvador según [5].

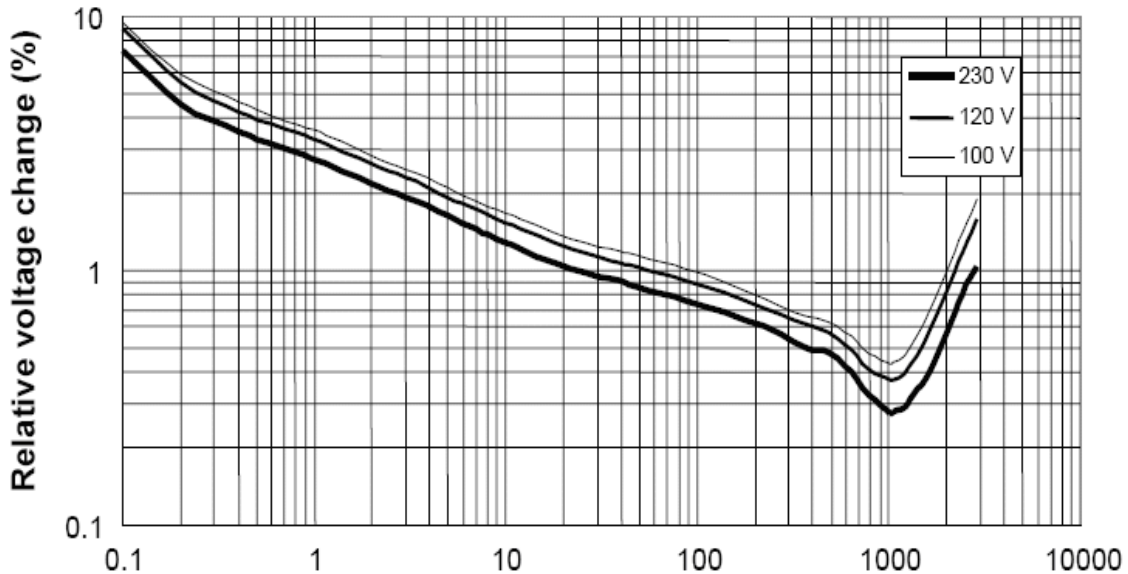


Figura 4.3: Curva de Perceptibilidad del flicker.

4.5 SIMULACION DEL FLICKER

Después de haber descrito el fenómeno del flicker, sus formas de medirlo y las diferentes causas de este tipo de fluctuación es necesario realizar una pequeña simulación para darle validez a todo lo expuesto teóricamente. La idea de la simulación del fenómeno del flicker para este trabajo va en la dirección de demostrar mediante una red eléctrica como este disturbio puede afectar a los usuarios que se encuentran muy cercanos a un punto común de acoplamiento de una carga que genera fluctuaciones de voltaje.

Para esta demostración nos ayudaremos del horno de arco eléctrico el cual posee las mejores características de producción de flicker debido a su proceso interno de funcionamiento. De todos es sabido que el proceso de fundición de un horno de arco eléctrico es el más crítico debido a la inestabilidad del arco voltaico y a las diferentes longitudes del arco por el movimiento continuo del material que se está fundiendo. Es este arco eléctrico cambiante de longitud el que produce las fluctuaciones de tensión en los sistemas que los alimentan y el que nosotros

simularemos en ATP mediante la creación de un elemento que aplicándole una de las dos formas antes mencionadas para el análisis aproximado del flicker nos permita visualizar el comportamiento del fenómeno antes descrito.

El análisis matemático del comportamiento del arco eléctrico viene demostrado por las siguientes ecuaciones:

$$\text{Ecuación (4.4)} \quad V_a = V_a(I_a)$$

$$\text{Ecuación (4.5)} \quad V_a = V_{at} + \frac{C}{D + I_a}$$

Donde V_a y I_a es el voltaje y la corriente arco.

V_{at} es el voltaje de umbral debido al aumento de la corriente.

C y D son valores constantes que determinan el aumento ó decremento de la corriente.

Las siguientes ecuaciones representan la dependencia del voltaje de arco con respecto a las variaciones de la longitud del arco.

$$\text{Ecuación (4.6)} \quad V_a = KV_{a0}(I_a)$$

$$\text{Ecuación (4.7)} \quad V_{at} = A + BL$$

$$\text{Ecuación (4.8)} \quad K = \frac{V_{at}(L)}{V_{at}(L_0)} = \frac{A + BL}{A + BL_0}$$

$$\text{Ecuación (4.9)} \quad L(t) = L_0 - \left(\frac{D1}{2}\right)(1 + \text{SEN}(\omega t))$$

$$\text{Ecuación (4.10)} \quad V_a(I_A) = K(t)V_{a0}(I_a)$$

$$\text{Ecuación (4.11)} \quad K(t) = \frac{A + BL(t)}{A + B(L)} = 1 - \frac{\left(\frac{BD1}{2}\right)(1 - \text{sen}(\omega t))}{A + BL_0}$$

La ecuación (8) representa la variación del voltaje de umbral en función de las longitudes del arco eléctrico tomando como referencia la longitud L_0 .

Para el estudio del voltaje flicker de una forma determinística asumiendo que la longitud del arco tiene una forma senoidal variable en el tiempo [21] podemos llegar a representar esta longitud por medio de la ecuación (9) y si luego sustituimos esta en la ecuación (8) llegamos a establecer como deberá cambiar el voltaje de arco en función del cambio en longitud del arco.

Para realizar nuestra simulación tomamos los valores de la referencia [21] para sustituirlos en la ecuación (11) los cuales son descritos de la siguiente manera:

$$A = 40V$$

$$B = 10 \frac{V}{cm}$$

$$L_0 = 39.5cm$$

$$D1 = 30.1cm$$

$$\omega = 2\pi * 8.8Hz$$

Cabe recalcar que la mejor forma de simular el efecto del flicker generado por un horno de arco es de la forma estocástica debido a su aproximación con los resultados verdaderos en cuanto al comportamiento aleatorio que es muy propio de estos fenómenos

El circuito simulado en ATP es el presentado por la figura siguiente:

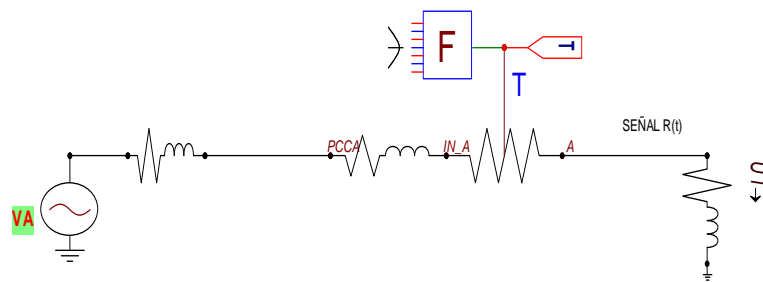


Figura 4.5: Red eléctrica para simular flicker producido por un arco eléctrico.

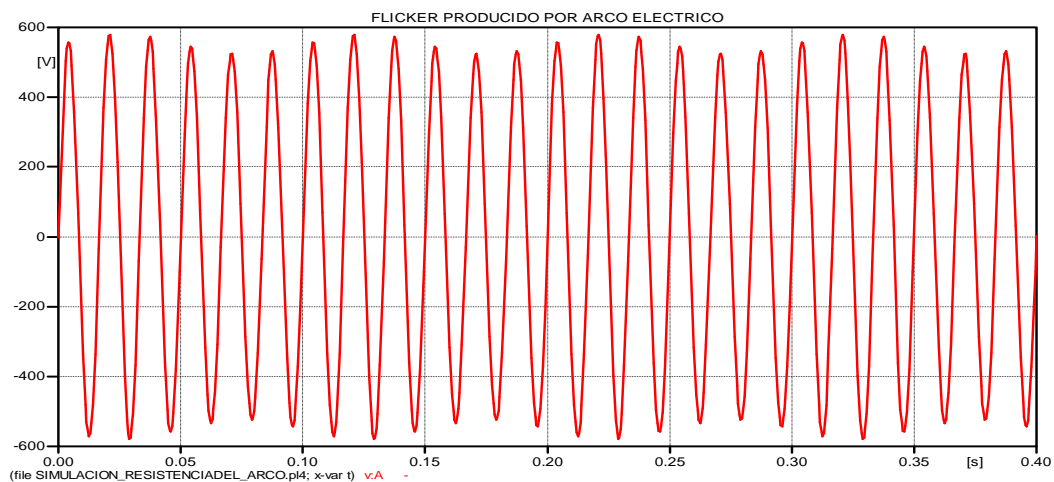


Figura 4.6: Flicker producido por la variación de la longitud del arco eléctrico.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO

1. El fenómeno del flicker es un problema muy complejo de representar, pero los métodos matemáticos para estudiar el comportamiento de este disturbio nos arrojan tendencias de dicho fenómeno nada despreciables.
2. Las dos formas de analizar las fluctuaciones de tensión (análisis aleatorio y determinístico) explicadas en este documento son el estudio de muchos años de personas dedicadas a estudiar dichos fenómenos y que nosotros en este documento tratamos de representar de una forma más sencilla de entender.
3. Las fluctuaciones de tensión en las redes de distribución de energía eléctrica es un fenómeno que cada día amerita mayor análisis debido al incremento de equipo electrónico sensibles a este tipo de disturbios y a las exigencias de los entes reguladores de cada país.
4. Las fluctuaciones de tensión, entre las cuales se encuentra el parpadeo (flicker), es uno de los mayores problemas de regulación de tensión en la industria eléctrica que se refleja principalmente en costos.
5. El origen de las fluctuaciones de tensión está asociado a la generación como a la carga.
6. Las fluctuaciones de tensión pueden afectar a gran cantidad de consumidores que reciben suministro eléctrico de la misma red. Estas fluctuaciones de tensión no suelen tener una amplitud superior a $\pm 10\%$, por lo que muchos equipos no se ven afectados por ellas.
7. En general, la solución consiste en alimentar estas cargas de variación rápida, mediante circuitos exclusivos o bien utilizar cables y transformadores de alimentación de mayor capacidad.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Estándares y Normas:

- [1] International Electrotechnical Commission (IEC), Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 4: Testing and Measurement Techniques Section 15: Flickermeter Functional and Design Specification, CEI IEC 61000-4-15 NOVIEMBRE 1997.
- [2] International Electrotechnical Commission (IEC), Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 4: Testing and Measurement Techniques Section 15: Flickermeter Functional and Design Specification, IEC Stand. 61000-4 15, Ed. 1.1 + Addendum, ENERO 2003.
- [3] IEC publication 868, - flickermeter, functional and design specifications- 1986.
- [4] European Standard EN50160.
- [5] Norma de Calidad SIGET en vigencia 192-E-2004. Documentos Técnicos:
- [6] J. Jatskevich, Student Member, O. Wasynczuk, Senior Member School of Electrical and Computer Engineering Purdue University West Lafayette, Indiana, “A Method of Evaluating and Flicker- Reduction Strategies in Power Systems”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 13, NO. 4, OCTOBER 1998.
- [7] Chau-Shing Wang, Member, IEEE, and Michael J. Devaney, Member, IEEE, “Incandescent Lamp Flicker Mitigation and Measurement”, IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 53, NO. 4, AUGUST 2004.
- [8] IEC publications 555-3, Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electrical equipment Part 3 Voltage fluctuations 1982.
- [9] C. Pierre - WG Chairman 1986, UIE Internacional Unit or Electroheat WG Disturbances, “Flicker Measurement and Evaluation, Decomposition of the IEC Flickermeter Weighting Curves”, IMTC 2001 Insimmulation and Measurement Technology Conference Cornu, Italy, 18-20 May 211114.

- [10] Araceli Hernández, Julio G. Mayordomo, Member, IEEE, Rafael Asensi, and Luis F. Beites, “A New Frequency Domain Approach for Flicker Evaluation of Arc Furnaces”
- [11] Omer Ozgun and Ali Abur, “Flicker Study Using a Novel Arc Furnace Model”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 17, NO. 4, OCTOBER 2002.
- [12] Carolina Vilar Moreno, Member, IEEE, Hortensia Amaris Duarte, Member, IEEE, and Julio Usaola Garcia, Member, IEEE, “Propagation of Flicker in Electric Power Networks Due to Wind Energy Conversions Systems”, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 17, NO. 17, JUNE 2002.
- [13] Marcin Piekarz, Marcin Szlosek, Zbigniew Hanzelka (IEEE Member), Andrzej Bien (IEEE Member), Antoni Stankiewicz, Marek Hartman, “Comparative Tests of Flickermeters”
- [14] S. Mark Halpin, Fellow, IEEE, and Vikas Singhvi, Member, IEEE, “Limits for Interharmonics in the 1-100-Hz Range Based on Lamp Flicker Considerations”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 22, NO. 1, JANUARY 2007
- [15] Thavatchai Tayjasant, Student Member, IEEE, Wencong Wang, Chu Li, Member, IEEE, and Wilsun Xu, Senior Member, IEEE, “Interharmonic-Flicker Curves”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 20, NO. 2, APRIL 2005.
- [16] S. Mark Halpin, Senior Member, IEEE and Roger Bergeron, “Voltage and Lamp Flicker Issues: Should the IEEE Adopt the IEC Approach?”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 18, NO. 3, JULY 2003.
- [17] B. Novo Ramos, J. L. de Castro Parga, “An EMTP Study of Flicker Generation and Transmition in Power Systems due to the Operation o fan AC Electric Arc Furnace”, Deparment of Electrical Engineering University of Vigo Spain.
- [18] J. Jatskevich, Student Member, O. Wasynczuk, Senior Member, School of Electrical and Computer Engineering, Purdue University West Lafayette, India, “A Method of Evaluating Flicker and Flicker-Reduction Strategies in

- Power Systems”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 4, October 1998. Documentos Presentados en conferencias (Publicados):
- [19] Chau-Shing Wang, Department of Electrical Engineering, National Changhua University of Education, Chang-hua, “Decomposition of the IEC Flickermeter Weighting Curves”, IMTC 2004- Instrumentation and Measurement Technology Conference Como, Italy, 18-20 My 2004.
- [20] Daniele Gallo Member, IEEE, Carmine Landi Member, IEEE, Roberto Langella Member, IEEE, and Alfredo Testa Senior Member, IEEE, “IEC Flickermeter Response to Interharmonic Pollution”, 2004 11th International Conference on Harmonic and Quality of Power.
- [21] ARC-FURNACE MODEL FOR THE STUDY OF FLICKER COMPENSATION IN ELECTRICAL NETWORKS.
G. C. MONTANARI, M. LOGGINI, A. CAVALLINI, L. PITTI, D. ZANINELLI

ANEXOS

ANEXO A. GENERALIDADES DE LOS PROGRAMAS ATP Y SPICE

INSTRUCCIONES BASICAS PARA INSTALAR EL PAQUETE DE PROGRAMAS DEL ATP EN WINDOWS XP

Los paquetes que se instalan son 3, ATPDRAW, PLOTXY, ATPMINGW

ATPMINGW: es el motor principal del procesador de archivos que vienen del preprocesado ó ATPDraw

ATPDraw: es un programa para Windows que se instala utilizando el correspondiente “setup.exe” suministrado con el mismo.

ATPLOTXY: es uno de varios graficadores que utiliza el ATP para graficar los archivos .pl4 que genera el procesador del ATP.

El procedimiento de instalación se puede dividir en dos partes:

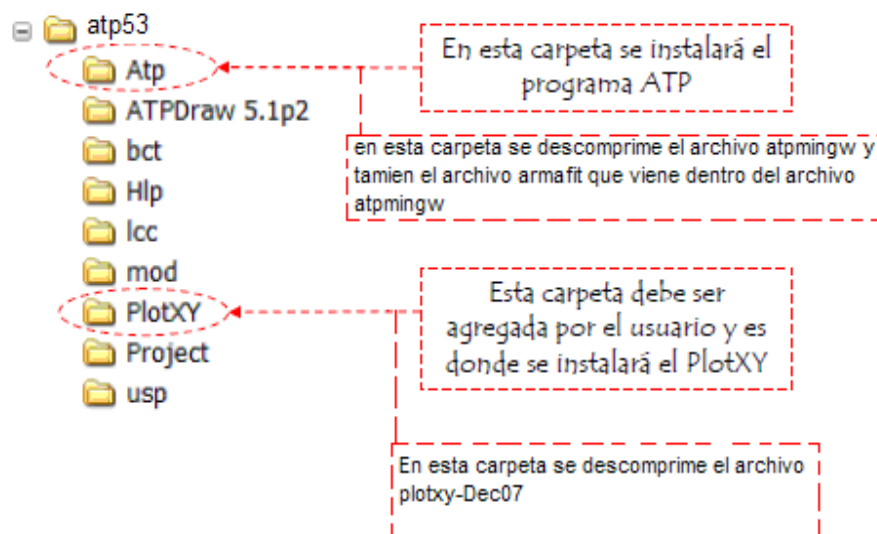
1. Parte A: Instalación de los programas básicos. Se recomienda instalarlos en el siguiente orden:
 - ❖ ATPDraw
 - ❖ ATP
 - ❖ PlotXY
2. Parte B: Configuración:
 - ❖ Del AtpDraw para poder correr el ATP y el PlotXY desde este programa
 - ❖ De las variables de entorno de Windows para poder correr el ATP.

INSTALACIÓN DE ATPDRAW

Para instalar el ATPDraw solamente ejecute el “setup.exe” y el creara un conjunto de subcarpetas indicada en la figura, excepto la carpeta ‘PLOTXY’ la cual deberá ser agregada por el usuario.

Recomendación: NO aceptar la carpeta de instalación sugerida por el instalador. En su lugar, elegir una carpeta con no más de 8 caracteres.

Sugerencia: En estas instrucciones se asume que el ATPDraw se instalará en la carpeta C:\atp53



INSTALACIÓN DE ATP Y PLOTXY

La instalación de estos programas consiste simplemente en copiar los archivos correspondientes en las siguientes carpetas:

1. ATP

- ❖ Descomprimir el archivo atpmingw en la carpeta c:\atp53\Atp y también el archivo armafit que viene en el archivo atpmingw descomprimido anteriormente.
- ❖ Para la versión 5.3 del ATPDraw es necesario hacer una pequeña corrección al archivo ejecutable llamado runATP_G mediante la opción editar tienes que dejar el código ejecutable de la siguiente manera “ %gnudir%tpbig.exe both %1 s -r ”
- ❖ La próxima corrección es para el archivo “startup” del ATPMINGW, la corrección consiste en hacer un cambio en una línea de código, NEWPL4 que tiene un valor de “0” y hay que cambiarlo por “2” , respetando su posición en fila y columna

2. PlotXY

- ❖ Descomprimir el archivo plotxy-Dec07 en c:\ATPDraw5\PlotXY
- ❖ El único archivo necesario es el ‘PlotXY.exe’, los demás son opcionales.

CONFIGURACIÓN DEL ATPDRAW PARA EJECUTAR EL ATP

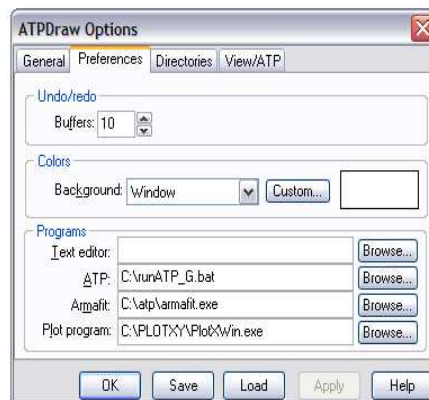
Ejecutemos el ATPDraw para hacer las configuraciones pertinentes entre el ejecutable del ATP y el entorno grafico del ATPDraw.

En el menú principal del ATPDraw elige la opción **Tools** y luego presiona la pestaña **Preferences** y configura las opciones en **Programs** tal y como se muestra en la figura de abajo y cuando termines presiona Apply+Save+Ok y por ultimo Save Options.

Nota: el programa por defecto trae unos archivos ejecutables pero para otro motor de atp tú tienes que cambiarlos y dejarlos como se muestra en la figura



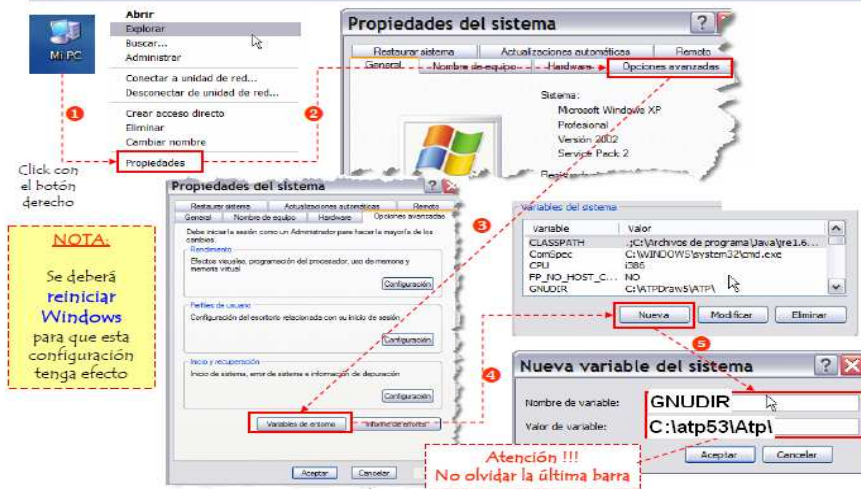
presionando **Tools** del menu principal y luego eligiendo **options** y despues de la pestaña de **preferencias** tu puedes elegir los siguientes archivos ejecutables guardados en la instalacion y ubicados en las carpetas que tu elegiste luego lo guardas los cambios



Después de hacer estas configuraciones para trabajar el ATPDraw con el ATP necesitamos también configurar las variables de entorno de Windows creando una variable nueva con el nombre de GNUDIR.

En la figura mostrada abajo se puede apreciar paso a paso como se configura la nueva variable del entorno sistema.

Configurar Windows para correr el ATP

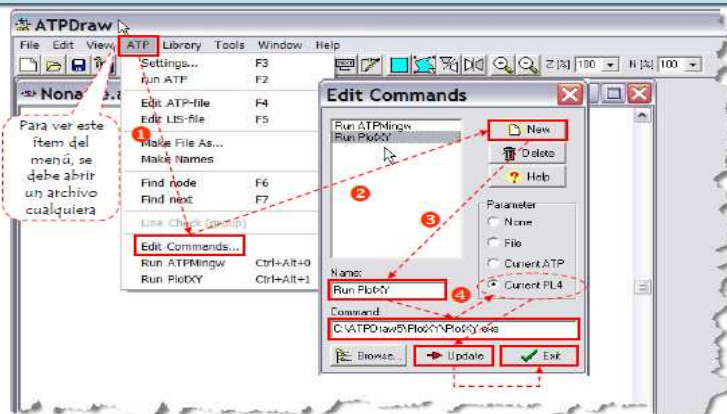


Después de crear la nueva variable de entorno del sistema necesitamos reiniciar la computadora para que los cambios realizados en el sistema tengan efecto.

A Continuación presentamos como agregar comandos ejecutables de programas compatibles con el atp, sobre todo con los graficadores de variables de salida desde ATPDraw, siga los pasos tal y como se indican en la figura de abajo para no tener ningún tipo de problema.

CONFIGURACIÓN DEL ATPDRAW PARA CORRER EL PLOTXY EDITÁNDOLO EN MODO COMANDO

Configurar ATPDraw para correr el PlotXY



Luego de esta configuración, el PlotXY se podrá correr desde el ATPdraw presionando las teclas Ctrl+Alt+N° asignado (en este caso Ctrl+Alt+1). El PlotXY cargará automáticamente el resultado de la última corrida del ATP. Seguir el mismo procedimiento para configurar otros programas, como otras versiones del ATP, el NotePad, etc.

CREACIÓN DE COMANDOS PARA TRABAJAR CON EL ATPDRAW

NAME: run &ATP

COMMAND c:\runATP_G.bat

PARAMETER: none

Oprima el boton UPDATE, luego nuevamente NEW

NAME: run &PLOTXY

COMMAND c:\plotxy\plotxy.exe

PARAMETER: none

Oprima el boton UPDATE, luego nuevamente NEW

NAME: run &EDIT

COMMAND: notepad.exe

PARAMETER: Current File

Oprima el botón UPDATE, luego EXIT, luego elija TOOLS, SAVE OPTIONS

Vuelva a seleccionar ATP / EDIT COMMANDS, controle lo que hizo, seleccione cada uno de los comandos y revíselos. Si desea modificar un comando selecciónelo y puede corregirlo, luego pulse los botones UPDATE, y luego EXIT, no se olvide luego de TOOLS, SAVE OPTIONS

Luego de haber creado correctamente la variable de entorno del sistema y configurado el plotxy para trabajar con el ATPDraw procedemos a reiniciar el sistema para que todos los cambios realizados surjan su efecto.

HISTORIA Y GENERALIDADES DEL SPICE

SPICE es un acrónimo inglés de Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis (Programa de simulación con énfasis en circuitos integrados). Es un estándar internacional cuyo objetivo es simular circuitos electrónicos analógicos compuestos por resistencias, condensadores, diodos, transistores, entre otros en el cual es preciso describir los componentes del circuito y luego elegir el tipo de simulación (temporal, en frecuencia, continua, paramétrica, Monte Carlo, etc.).

SPICE fue desarrollado en el laboratorio de investigación electrónica (Electronics Research Laboratory) de la Universidad de California, Berkeley por Larry Nagel bajo la dirección de su asesor de investigación Donald Pederson. SPICE1 fue derivado del programa CANCER (acrónimo de Computer Analysis of Nonlinear Circuits, Excluding Radiation) un rastro del liberalismo de la Universidad de Berkeley de los años 60.

Hasta ese momento varios simuladores de circuitos eléctricos habían sido desarrollados por el departamento de defensa de los Estados Unidos, entidad que requería evaluar la radiación de un circuito. Cuando el director original del proyecto, el profesor Rohrer, abandono Berkeley, el profesor Pederson tomo el puesto de director. Éste nuevo director consiguió que el programa fuera reescrito de su antecesor CANCER, el cuál era un programa con licencia de propietario, para poder poner esta nueva versión del programa bajo dominio público.

SPICE1 tuvo su primera presentación en una conferencia de 1973. Fue programado en FORTRAN y usaba la técnica de análisis de nodos para construir el sistema de ecuaciones del circuito. Ésta técnica de análisis tenía inconvenientes al representar inductancias, fuentes de tensión sin referencia y fuentes controladas. Esta versión del programa contaba con pocos elementos; usaba un paso fijo para los análisis transitorios.

En el año 1975 apareció la versión SPICE2, con la cual se popularizó su uso. Esta versión del programa también estaba compilada en FORTRAN, tenía más elementos, análisis transitorio con paso variable, usaba las técnicas de integración trapezoidal o integración de Gear, conseguía las ecuaciones de los circuitos por una técnica modificada del tradicional análisis de nodos, la que permitía resolver los inconvenientes de su versión anterior y usaba una innovación del programa FORTRAN que permitía controlar la memoria. Este último adelanto fue desarrollado por el estudiante de posgrado Ellis Coheb.

La última versión de SPICE en FORTRAN fue la versión 2G.6 en 1983. La siguiente versión, SPICE3, fue desarrollada en lenguaje C por Thomas Quarless y como director A. Richard en el año de 1989. La versión SPICE3 usaba la misma sintaxis que sus antecesoras y tenía una interfaz gráfica X Window.

Como un programa de código abierto, SPICE fue ampliamente usado. El código de SPICE fue distribuido desde sus comienzos bajo un costo por la Universidad de Berkeley, el cual retribuía el costo de las cintas magnéticas. El programa tenía la restricción de no poderse distribuir en países que no eran considerados amigos por los Estados Unidos. Actualmente el programa está cubierto por la licencia BSD.

SPICE promovió y sirvió de base para otros programas de simulación en las universidades y la industria. La primera versión comercial del SPICE fue ISPICE. La versión comercial más destacada de SPICE incluía HSPICE y PSPICE. Las versiones académicas de SPICE incluían XSPICE, desarrollada en el Instituto Tecnológico de Georgia, versión en la que se agregaron códigos de análisis analógicos y digitales y Cider que permitía simular dispositivos semiconductores. Actualmente pueden encontrarse diversas versiones de SPICE entre las que se encuentran:

- PSpice/OrCAD
- HSpice (para estaciones de trabajo)
- MicroCad
- Dr. Spice
- Proteus
- Intusoft
- Spice-It!
- SIMetrix Intro
- TopSPICE
- NG-spice (next generation spice) [1] (GPL)
- Spice Opus [2]
- LTSPICE (freeware)
- TINA/TINA-TI

Durante el desarrollo del presente trabajo fueron utilizadas dos versiones de SPICE para realizar las simulaciones: PSPICE y TINA-TI las que se describen brevemente a continuación.

En 1984 nace PSPICE, como un simulador de circuitos electrónicos adaptado a computadores personales. Existen versiones de PSPICE tanto para DOS como para Windows. Este último tiene la ventaja de poseer un editor esquemático (Schematics), permitiendo una entrada gráfica para el circuito.

La empresa a cargo de estas implementaciones es MicroSim Corporation que desde 1998 se unió a OrCad. Una versión gratuita para estudiantes de PSPICE versión 9.1 se puede descargar desde el sitio Web:

<http://www.cadencepcb.com/products/downloads/PSpicestudent/default.asp>

TINA-TI es una versión de simulador básica, limitada, complementaria y gratuita distribuida por Texas Instruments (TI) en cooperación con DesingSoft proveedor de TINA que es el alma del programa y del cual esta versión esta derivada. Dicha versión del TINA incluye macromodelos de circuitos integrados TI con la intención de mostrar productos TI para aplicaciones comerciales. TINA-TI puede obtenerse visitando el sitio web de Texas Instruments:

<http://www.ti.com/downloads/tina-ti>

Ambos simuladores corren bajo el sistema operativo Windows de Microsoft contando con la posibilidad de ejecutarse bajo ambiente Linux.

ANEXO B. CODIGOS DE LAS SIMULACIONES

CONVERTIDOR MONOFASICO CON CARGA FUERTEMENTE INDUCTIVA

CONVERTIDOR_1FASE_CARGA_RL (Pspice format)

** This file was created by TINA **

** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc. **

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"

.LIB

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"

.TEMP 27

.AC DEC 20 10 1MEG

.TRAN 1N 100M UIC

.DC LIN Vs 0 1 10M

.PROBE V(3,0) I(VIsA)

Vs 3 0 DC 0 AC 1 0

+ SIN(0 169.7 60 0 0 0)

VIsA 6 5 ; AmperMeter

L1 1 2 1 IC=0

D4 4 0 D_1N5408

D3 0 1 D_1N5408

D2 4 5 D_1N5408

D1 5 1 D_1N5408

L1_1 3 6 1M IC=0

R1_1 3 6 300

R6 5 7 33

C5 7 4 1U IC=0

R5 1 8 33

C4 8 0 1U IC=0

R4 0 9 33

C3 9 4 1U IC=0

R3 1 10 33

C2 10 5 1U IC=0

R2 2 4 20

.MODEL D_1N5408 D(IS=154.1N N=2.06 BV=1K IBV=500U RS=8.1M

+ CJO=460P VJ=550M M=440M TT=434.7N)

.END

/CODIGO ATP

BEGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW julio, domingo 5, 2009

C A Bonneville Power Administration program

C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006

C -----

```

C dT << Tmax >> Xopt >> Copt >
  5.E-5  1.5
  500    1    1    1    1    0    0    1    0
C      1    2    3    4    5    6    7    8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n1 >> n2 ><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n1 >> n2 ><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><<><>0
  XX0009XX0007      33.    1.          0
  XX0011XX0010      1500.          0
  XX0005XX0001      300.          0
  XX0007XX0003      33.    1.          0
  XX0008XX0009      4.          3
  XX0004          33.    1.          0
  XX0011XX0003      .01          0
  XX0009          33.    1.          0
  XX0005XX0001      1.          0
  XX0011XX0004      .01          0
/SWITCH
C < n 1>> n 2>< Tclose >< Top/Tde >< le >< Vf/CLOP >< type >
  XX0001XX0007      MEASURING      1
  11XX0007XX0003      0
  11XX0009          0
  11XX0009XX0007      0
  11 XX0004          0
  XX0010XX0008      MEASURING      1
/SOURCE
C < n 1><<> Ampl. >< Freq. >< Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
  14XX0005 0 169.7 60. -90. -1. 3.
/OUTPUT
  XX0005
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

CONVERTIDOR MONOFASICO CON CARGA FUERTEMENTE CAPACITIVA

ONVERTIDOR_1FASE_CARGA_RC (Pspice format)

** This file was created by TINA **

** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc. **

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"

.LIB

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"

.TEMP 27

.AC DEC 20 10 1MEG

.TRAN 200U 100M UIC

.DC LIN Vs 0 1 10M

.PROBE V(1,0) I(VIsA)

Vs 1 0 DC 0 AC 1 0
+ SIN(0 169.7 60 0 0 0)
VIsA 6 4 ; AmperMeter
D4 2 0 D_1N5408
D3 0 3 D_1N5408
D2 2 4 D_1N5408
D1 4 3 D_1N5408
C1 2 5 1M IC=150
L1_1 1 6 1M IC=0
R1_1 1 6 300
R6 4 7 33
C5 7 2 1U IC=0
R5 3 8 33
C4 8 0 1U IC=0
R4 0 9 33
C3 9 2 1U IC=0
R3 3 10 33
C2 10 4 1U IC=0
R2 5 2 10
R1 3 5 10M

.MODEL D_1N5408 D(IS=154.1N N=2.1 BV=1K IBV=500U RS=8.1M
+ CJO=460P VJ=550M M=440M TT=434.7N)

.END

/CODIGO ATP

EGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW julio, lunes 6, 2009

C A Bonneville Power Administration program

C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006

C -----

C dT >> Tmax >> Xopt >> Copt >

5.E-5 .1

500 1 1 1 1 0 0 1 0

C 1 2 3 4 5 6 7 8

C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890

/BRANCH

C < n1 >> n2 >>ref1>>ref2>> R >> L >> C >

C < n1 >> n2 >>ref1>>ref2>> R >> A >> B >>Leng>>>>0

XX0011XX0007	33.	1.	0
XX0010XX0008	.01		0
XX0012XX0007	300.		0
XX0007XX0010	33.	1.	0
XX0009XX0011	10.		2
XX0010	33.	1.	0
XX0008XX0011		1.E3	0
XX0011	33.	1.	0
XX0012XX0007		1.	0
XX0005	18.9 10.05	28.	0
XX0005	13.5 5.13	28.	0
XX0005	73.6 27.9	28.	0

```

/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< le ><Vf/CLOP >< type >
  XX0001XX0012          MEASURING          1
11XX0007XX0010                0
11XX0011                0
11XX0011XX0007                0
11  XX0010                0
  XX0008XX0009          MEASURING          1
  XX0005XX0007          MEASURING          1
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
14XX0001 0 169.7 60. -90. -1. 1.
/INITIAL
2XX0008 75.
2XX0011 -75.
3XX0008XX0011 150.
/OUTPUT
XX0004
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK INITIAL
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

CONVERTIDOR TRIFASICO CON CARGA FUERTEMENTE INDUCTIVA

CONVERTIDOR_3FASES_CARGA_RLC_LFUERTE (PSpice format)

** This file was created by TINA **
 ** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc. **

```

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"
.LIB
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"
.TEMP 27
.AC DEC 20 10 1MEG
.TRAN 200U 100M UIC
.DC LIN VsC 0 1 10M

```

```

.PROBE V(1,2) V(16,17) V(18,16) V(17,18) I(VIsC) I(VIsB) I(VIsA) I(Vlcarga)

```

```

VsC      13 0 DC 0 AC 1 0
+ SIN( 0 326.6 60 0 0 120 )
VsB      14 0 DC 0 AC 1 0
+ SIN( 0 326.6 60 0 0 240 )
VsA      15 0 DC 0 AC 1 0
+ SIN( 0 326.6 60 0 0 0 )
VIsC     16 3 ; AmperMeter
VIsB     18 5 ; AmperMeter
VIsA     17 6 ; AmperMeter
Vlcarga  1 22 ; AmperMeter

```

```

C1      1 2 1U IC=0
D6      2 3 D_1N5406
D5      3 4 D_1N5406
D4      2 5 D_1N5406
D3      5 4 D_1N5406
D2      2 6 D_1N5406
R8      3 7 33
C7      7 2 1U IC=280
R7      5 8 33
C6      8 2 1U IC=280
R6      4 9 33
C5      9 3 1U IC=280
R5      4 10 33
C4      10 5 1U IC=280
R4      6 11 33
C3      11 2 1U IC=280
R3      4 12 33
C2      12 6 1U IC=280
RsC     19 16 2M
LsC     13 19 2M IC=0
RsB     20 18 2M
LsB     14 20 2M IC=0
RsA     21 17 2M
LsA     15 21 2M IC=0
R2      22 2 6
L1      4 1 400U IC=0
D1      6 4 D_1N5406

```

```

.MODEL D_1N5406 D( IS=154.1N N=2.1 BV=600 IBV=500U RS=8.1M
+ CJO=460P VJ=550M M=440M TT=434.7N )

```

```

.END

```

```

/CODIGO ATP

```

```

C -----
C Generated by ATPDRAW julio, lunes 6, 2009
C A Bonneville Power Administration program
C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006
C -----

```

```

C dT << Tmax << Xopt << Copt >

```

```

5.E-5 .1
500 1 1 1 0 0 1 0
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890

```

```

/BRANCH

```

```

C < n1 << n2 <<ref1><ref2>< R << L << C >
C < n1 << n2 <<ref1><ref2>< R << A << B <<Leng><<>>0
VSA XX0004 2. 0
XX0016XX0013 200. 1. 0
XX0004ISA .002 0
XX0013XX0002 200. 1. 0
XX0014XX0016 6. 2
XX0016XX0019 200. 1. 0
VSB XX0006 2. 0
XX0006ISB .002 0

```



```

XX0019XX0005      200.      1.              0
VSC XX0008          2.              0
XX0020XX0009      200.      1.              0
XX0016XX0020      200.      1.              0
XX0008ISC          .002              0
XX0015XX0017          .4              0
XX0002XX0015       .01              0
XX0005XX0015       .01              0
XX0009XX0015       .01              0
XX0017XX0016          1.              0
VSA VSB            1.E+9            2
VSB VSC            1.E+9            2
VSC VSA            1.E+9            2
XX0011             32. 1.787174.51      0
XX0019             32. 1.787174.51      0
XX0019             22.83 .911174.51      0
XX0019             14.53 .369174.51      0
XX0020             32. 1.787174.51      0
XX0020             22.83 .911174.51      0
XX0020             14.53 .369174.51      0
XX0018XX0013        2.5              0
XX0011             22.83 .911174.51      0
XX0011             14.53 .369174.51      0
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< le ><Vf/CLOP >< type >
ISA XX0018          MEASURING          1
11XX0013XX0002          0
ISB XX0019          MEASURING          1
11XX0019XX0005          0
11XX0016XX0019          0
11XX0016XX0013          0
ISC XX0020          MEASURING          1
11XX0020XX0009          0
11XX0016XX0020          0
XX0017XX0014          MEASURING          1
XX0011XX0013          MEASURING          1
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
14VSB 0 326.6 60. -210. -1. 1.
14VSA 0 326.6 60. -90. -1. 1.
14VSC 0 326.6 60. 30. -1. 1.
/OUTPUT
VSB VSA VSC
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

CONVERTIDOR TRIFASICO CON CARGA FUERTEMENTE CAPACITIVA

CONVERTIDOR_3FASES_CARGA_RLC_CFUERTE (PSpice format)

** This file was created by TINA **

** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc. **

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"

.LIB

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"

.TEMP 27

.AC DEC 20 10 1MEG

.TRAN 200U 100M UIC

.DC LIN V_{sC} 0 1 10M

.PROBE V(17,18) V(19,17) V(18,19) I(V_{IsC}) I(V_{IsB}) I(V_{IsA})

V_{sC} 14 0 DC 0 AC 1 0

+ SIN(0 391.9 60 0 0 120)

V_{sB} 15 0 DC 0 AC 1 0

+ SIN(0 391.9 60 0 0 240)

V_{sA} 16 0 DC 0 AC 1 0

+ SIN(0 391.9 60 0 0 0)

V_{IsC} 17 2 ; AmperMeter

V_{IsB} 19 4 ; AmperMeter

V_{IsA} 18 5 ; AmperMeter

D6 1 2 D_1N5408

D5 2 3 D_1N5408

D4 1 4 D_1N5408

D3 4 3 D_1N5408

D2 1 5 D_1N5408

R1 6 7 5M

C1 7 1 900U IC=0

R8 2 8 33

C7 8 1 1U IC=280

R7 4 9 33

C6 9 1 1U IC=280

R6 3 10 33

C5 10 2 1U IC=280

R5 3 11 33

C4 11 4 1U IC=280

R4 5 12 33

C3 12 1 1U IC=280

R3 3 13 33

C2 13 5 1U IC=280

R_{sC} 20 17 1M

L_{sC} 14 20 100U IC=0

R_{sB} 21 19 1M

L_{sB} 15 21 100U IC=0

R_{sA} 22 18 1M

L_{sA} 16 22 100U IC=0

R2 7 1 2.9

L1 3 6 50U IC=0

D1 5 3 D_1N5408

.MODEL D_1N5408 D(IS=154.1N N=2.1 BV=1K IBV=500U RS=8.1M
+ CJO=460P VJ=550M M=440M TT=434.7N)

.END

/CODIGO ATP

BEGIN NEW DATA CASE

C -----
C Generated by ATPDRAW julio, martes 14, 2009
C A Bonneville Power Administration program
C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006
C -----

C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >

5.E-6 .1
500 1 1 1 1 0 0 1 0
C 1 2 3 4 5 6 7 8

C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890

/BRANCH

C < n1 >< n2 ><ref1><ref2>< R >< L >< C >

C < n1 >< n2 ><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0

VSA	XX0004	.1		0
XX0015XX0012		33.	1.	0
XX0004ISA		.001		0
XX0012XX0002		33.	1.	0
XX0013XX0015		2.88		2
XX0015XX0017		33.	1.	0
VSB	XX0006	.1		0
XX0006ISB		.001		0
XX0017XX0005		33.	1.	0
VSC	XX0008	.1		0
XX0018XX0009		33.	1.	0
XX0015XX0018		33.	1.	0
XX0008ISC		.001		0
XX0014XX0010		.05		0
XX0002XX0014		.01		0
XX0005XX0014		.01		0
XX0009XX0014		.01		0
XX0016XX0015			900.	0
VSA	VSB	1.E+9		2
VSB	VSC	1.E+9		2
VSC	VSA	1.E+9		2
XX0010XX0016		.005		0

/SWITCH

C < n 1 >< n 2 >< Tclose >< Top/Tde >< le >< Vf/CLOP >< type >

ISA	XX0012		MEASURING	1
11XX0012XX0002				0
ISB	XX0017		MEASURING	1
11XX0017XX0005				0
11XX0015XX0017				0
11XX0015XX0012				0
ISC	XX0018		MEASURING	1
11XX0018XX0009				0
11XX0015XX0018				0
XX0016XX0013			MEASURING	1

```

/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
14VSB 0 391.918 60. -210. -1. 1.
14VSA 0 391.918 60. -90. -1. 1.
14VSC 0 391.918 60. 30. -1. 1.
/OUTPUT
 VSB VSA VSC
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

CONVERTIDOR TRIFASICO CON CARGA FUERTEMENTE INDUCTIVA CON FILTRO

CONVERTIDOR_3FASES_CARGA_RLC_LFUERTE_FILTRO (PSpice format)

```

** This file was created by TINA **
** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc. **

```

```

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"
.LIB
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"
.TEMP 27
.AC DEC 20 10 1MEG
.TRAN 8M 4 3.9 UIC
.DC LIN Vsc 0 1 10M

.PROBE I(VIsC) I(VIsB) I(VIsA)

VsC      25 0 DC 0 AC 1 0
+ SIN( 0 326.6 60 0 0 120 )
VsB      26 0 DC 0 AC 1 0
+ SIN( 0 326.6 60 0 0 240 )
VsA      27 0 DC 0 AC 1 0
+ SIN( 0 326.6 60 0 0 0 )
VisC     28 3 ; AmperMeter
VisB     30 8 ; AmperMeter
VisA     32 13 ; AmperMeter
L7       1 2 1.9M IC=0
R13      3 2 50M
C13      1 0 82.9U IC=0
L6       4 5 3.8M IC=0
R12      3 5 70M
C12      4 0 82.9U IC=0
L5       6 7 1.9M IC=0
R11      8 7 50M
C11      6 0 82.9U IC=0
L4       9 10 3.8M IC=0
R10      8 10 70M
C10      9 0 82.9U IC=0
L3       11 12 1.9M IC=0

```

```

R9      13 12 50M
C9      11 0 82.9U IC=0
L2      14 15 3.8M IC=0
R1      13 15 70M
C8      14 0 82.9U IC=0
C1      16 17 1U IC=0
D6      17 3 D_1N5406
D5      3 18 D_1N5406
D4      17 8 D_1N5406
D3      8 18 D_1N5406
D2      17 13 D_1N5406
R8      3 19 33
C7      19 17 1U IC=280
R7      8 20 33
C6      20 17 1U IC=280
R6      18 21 33
C5      21 3 1U IC=280
R5      18 22 33
C4      22 8 1U IC=280
R4      13 23 33
C3      23 17 1U IC=280
R3      18 24 33
C2      24 13 1U IC=280
RsC     29 28 2M
LsC     25 29 2M IC=0
RsB     31 30 2M
LsB     26 31 2M IC=0
RsA     33 32 2M
LsA     27 33 2M IC=0
R2      16 17 6
L1      18 16 400U IC=0
D1      13 18 D_1N5406

```

```

.MODEL D_1N5406 D( IS=154.1N N=2.1 BV=600 IBV=500U RS=8.1M
+ CJO=460P VJ=550M M=440M TT=434.7N )

```

```

.END

```

```

/CODIGO ATP

```

```

BEGIN NEW DATA CASE

```

```

C -----

```

```

C Generated by ATPDRAW julio, martes 7, 2009

```

```

C A Bonneville Power Administration program

```

```

C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006

```

```

C -----

```

```

C dT >> Tmax >> Xopt >> Copt >

```

```

5.E-5 4.

```

```

500 1 1 1 1 0 0 1 0

```

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8

```

```

C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890

```

```

/BRANCH

```

```

C < n1 >> n2 ><ref1><ref2>< R >< L >< C >

```

```

C < n1 >> n2 ><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0

```

```

VSA XX0004 2. 0

```

XX0014XX0011	200.	1.		0
XX0004ISA	.002			0
XX0011XX0002	200.	1.		0
XX0012XX0014	6.			2
XX0014XX0016	200.	1.		0
VSB XX0006	2.			0
XX0006ISB	.002			0
XX0016XX0005	200.	1.		0
VSC XX0008	2.			0
XX0017XX0009	200.	1.		0
XX0014XX0017	200.	1.		0
XX0008ISC	.002			0
XX0013XX0015		.4		0
XX0002XX0013	.01			0
XX0005XX0013	.01			0
XX0009XX0013	.01			0
XX0015XX0014		1.		0
VSA VSB	1.E+9			2
VSB VSC	1.E+9			2
VSC VSA	1.E+9			2
XX0011	.0709	3.76	82.89	0
XX0016	.0709	3.76	82.89	0
XX0016	.0506	1.919	82.89	0
XX0017	.0709	3.76	82.89	0
XX0017	.0506	1.919	82.89	0
XX0011	.0506	1.919	82.89	0

/SWITCH

C < n 1><< n 2>> Tclose >>Top/Tde >> le >>Vf/CLOP >> type >								
ISA XX0011				MEASURING				1
11XX0011XX0002								0
ISB XX0016				MEASURING				1
11XX0016XX0005								0
11XX0014XX0016								0
11XX0014XX0011								0
ISC XX0017				MEASURING				1
11XX0017XX0009								0
11XX0014XX0017								0
XX0015XX0012				MEASURING				1

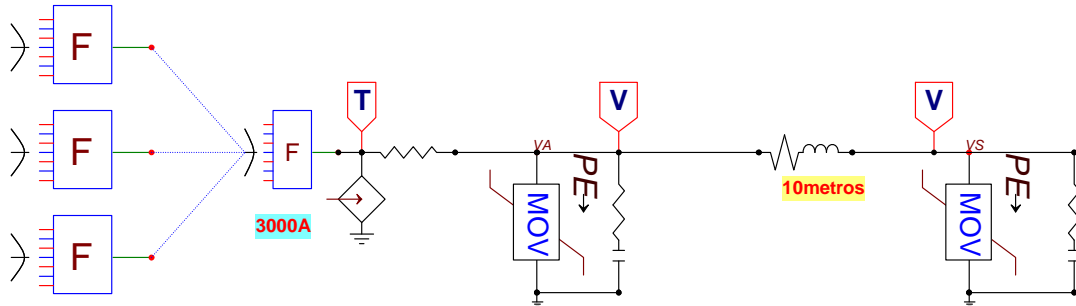
/SOURCE

C < n 1><<< Ampl. >> Freq. >>Phase/T0>> A1 >> T1 >> TSTART >> TSTOP >										
14VSB 0	326.6	60.	-210.			-1.	10.			
14VSA 0	326.6	60.	-90.			-1.	10.			
14VSC 0	326.6	60.	30.			-1.	10.			

/OUTPUT

VSB VSA VSC
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

CIRCUITO SIMULADO EN ATP PARA UNA FUENTE DE EXITACION DE CORRIENTE DE 3000A PICO CON TIEMPO DE FRENTE Y DE COLA 8/20µseg



**ARCHIVO GENERADO POR EL PREPROCESADOR ATPDRAW
(COORDINACION_SUPRESORES_250_130. atp)**

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW Junio, Martes 30, 2009
C A Bonneville Power Administration program
C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006
C -----
C dT >> Tmax >> Xopt >> Copt >
1.E-9 .0002
500 1 1 1 1 0 0 1 0
/TACS
TACS HYBRID
98ONDAA =EXP(-50*TIMEX)-EXP(-1*10**4*TIMEX)
98ONDAB =EXP(-16*10**4*TIMEX)-EXP(-20.5*10**5*TIMEX)
98ONDAC =EXP(-200*TIMEX)-EXP(-6*10**4*TIMEX)
98OUTACS =116.2991*ONDAA*ONDAB*ONDAC*3000

33OUTACS
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n1 >> n2 >>ref1>>ref2>> R >> L >> C >
C < n1 >> n2 >>ref1>>ref2>> R >> A >> B >>Leng><><>0
92VA 5555. 4
520. -1. 0.0 1
/BRANCH
1 20 .01
9999.
VA 1.E6 1.E3 0
VS 1.E6 1.E3 0
92VS 5555. 4
285. -1. 0.0 1
/BRANCH
1 20 .01
9999.
XX0001XX0002 .0052 .005 0
VA VS .0104 .01 0
    
```

```

XX0003XX0004      .0208 .02      0
XX0005XX0006      .0416 .04      0
OUTACSVA          2.          0
/SOURCE
C < n 1><><< Ampl. >> Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
60OUTACS-1      1.E3
/OUTPUT
VA VS
BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK UPRESORES_250_130.atp)

COORDINACION 8__20US_250_130 (Pspice format)
*****
** This file was created by TINA      **
** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc.  **
*****
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"
.LIB
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"
.TEMP 27
.AC DEC 20 10 1MEG
.TRAN 1N 80U

.PROBE I(VISRC) I(VI2) V(3,0) V(2,0) I(VI1)

VISRC    1 4 ; AmperMeter
VI2      6 2 ; AmperMeter
VI1      5 3 ; AmperMeter
XU1      0 1 8_20_0
XS       2 0 MOVV130LA20A_0
XA       3 0 MOVV250LA40A_0
R4       4 5 2
*        5 METROS
*L1      7 6 5U IC=0
*R1      5 7 5.2M
*        10 METROS
L1       7 6 10U IC=0
R1       5 7 10.4M
*        20 METROS
*L1      7 6 20U IC=0
*R1      5 7 20.8M
*        40 METROS
*L1      7 6 40U IC=0
*R1      5 7 41.6M

.SUBCKT 8_20_0 1 2
.PARAM A=12.43E15 IP=3000 T1=3.911E-6
GSRG 1 2 VALUE {A*IP*PWR(TIME,3)*EXP(-TIME/T1)}
.ENDS

```



```

.SUBCKT MOVV130LA20A_0 1 2
.PARAM T=1 L=12NH C=1.9NF A1=245.6 A2=13.53 A3=-3.912E-5 A4=39.94E-3 A5=3.576 A6=0.01458
A7=4E-4
E_NON_LIN      3 1      VALUE {T*(
+              A1+A2*(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+              +A3/LIMIT(V(4)*.001,A7/1E3,1G)
+              +A4*EXP(-LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))+3)
+              +A5*EXP(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+              -(A1+A2*(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+              -A3/LIMIT(V(4)*.001,-1G,-A7/1E3)
+              +A4*EXP(-LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))+3)
+              +A5*EXP(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3))
+              +LIMIT(V(4)/A7*V(8),-V(8),V(8))}]
L_SERIES       5 6 {L}
H_H1           4 0 VH_H1 1K
VH_H1          5 7 0V
R_R2           0 4 1G
R_SERIES       6 2 {A6}
V_V1           3 7 0V
E_X_ZERO       8 0      VALUE {A1+A2*(LOG10(A7/1E3))+A3/(A7/1E3)
+              +A4*EXP(-LOG10(A7/1E3))+A5*EXP(LOG10(A7/1E3))}
R_X_ZERO       8 0 1G
C_PARALLEL    1 5 {C}
.ENDS

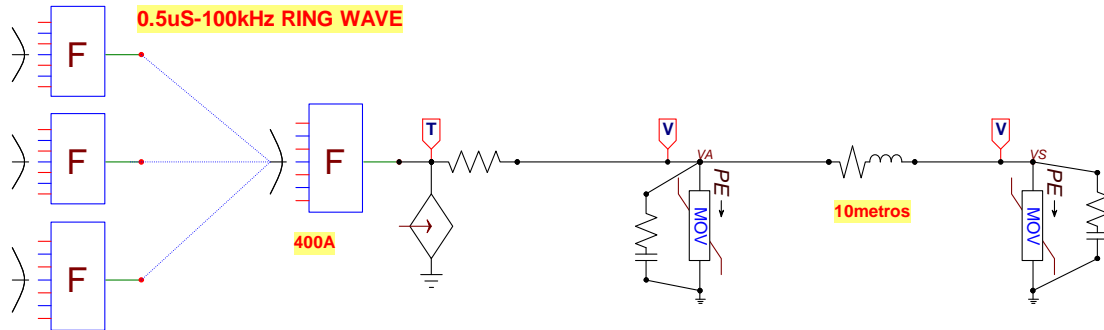
```

```

.SUBCKT MOVV250LA40A_0 1 2
.PARAM T=1 L=12NH C=1NF A1=473.3 A2=25.65 A3=-4.244E-5 A4=-0.225 A5=4.785 A6=0.02764
A7=4E-4
E_NON_LIN      3 1      VALUE {T*(
+              A1+A2*(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+              +A3/LIMIT(V(4)*.001,A7/1E3,1G)
+              +A4*EXP(-LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))+3)
+              +A5*EXP(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+              -(A1+A2*(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+              -A3/LIMIT(V(4)*.001,-1G,-A7/1E3)
+              +A4*EXP(-LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))+3)
+              +A5*EXP(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3))
+              +LIMIT(V(4)/A7*V(8),-V(8),V(8))}]
L_SERIES       5 6 {L}
H_H1           4 0 VH_H1 1K
VH_H1          5 7 0V
R_R2           0 4 1G
R_SERIES       6 2 {A6}
V_V1           3 7 0V
E_X_ZERO       8 0      VALUE {A1+A2*(LOG10(A7/1E3))+A3/(A7/1E3)
+              +A4*EXP(-LOG10(A7/1E3))+A5*EXP(LOG10(A7/1E3))}
R_X_ZERO       8 0 1G
C_PARALLEL    1 5 {C}
.ENDS
.END

```

CIRCUITO SIMULADO EN ATP PARA UNA FUENTE DE EXITACION DE CORRIENTE DE 400A RING WAVE 0.5μseg-100kHz



**ARCHIVO GENERADO POR EL PREPROCESADOR ATPDRAW
(COORDINACION_SUPRESORES_250_130. atp)**

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW  Junio, Martes 30, 2009
C A Bonneville Power Administration program
C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006
C -----
C dT << Tmax << Xopt << Copt >
  1.E-9 .0002
  500 1 1 1 1 0 0 1 0
/TACS
TACS HYBRID
98VALOR1 =(1-EXP(-TIMEX/0.533E-6))
98OUTACS =VALOR1*VALOR2*VALOR3
98VALOR2 =EXP(-TIMEX/9.788E-6)
98VALOR3 =400*1.590*COS(TIMEX*2*PI*10**5)
330UTACS
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n1 << n2 >>ref1>>ref2>< R << L << C >
C < n1 << n2 >>ref1>>ref2>< R << A << B ><Leng><<><>0
  OUTACSV A 30. 0
92VA 520. 5555. 0.0 4
-1. 1
/BRANCH
  2500 21. .80
9999.
92VS 5555. 4
285. -1. 0.0 1
/BRANCH
  800 18. .80
9999.
VA VS .0104 .01 0
XX0001XX0002 .0208 .02 0
  
```

```

XX0003XX0004      .0416 .04      0
XX0005XX0006      .052 .005      0
VS                1.E7  1.E3      0
VA                1.E7  1.E3      0
/SOURCE
C < n 1><><< Ampl. >> Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
600TACS-1                    1.E3
/OUTPUT
VA VS
BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

COORDINACION 0_5__100KHZ_250_130 (P Spice format)

** This file was created by TINA **

** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc. **

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"

.LIB

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"

.TEMP 27

.AC DEC 20 10 1MEG

.TRAN 1N 80U

.PROBE I(VIsA) I(VI2) V(2,0) V(1,0) I(VI1)

VIsA 3 4 ; AmperMeter

VI2 6 1 ; AmperMeter

VI1 5 2 ; AmperMeter

XS 1 0 MOVV130LA20A_0

XA 2 0 MOVV250LA40A_0

XU1 0 3 IRING_0

R4 4 5 30

L1 7 6 10U IC=0

R1 5 7 10.4M

.SUBCKT MOVV130LA20A_0 1 2

.PARAM T=1 L=12NH C=1.9NF A1=245.6 A2=13.53 A3=-3.912E-5 A4=39.94E-3 A5=3.576 A6=0.01458

A7=4E-4

```

E_NON_LIN 3 1 VALUE {T*(
+ A1+A2*(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+ +A3/LIMIT(V(4)*.001,A7/1E3,1G)
+ +A4*EXP(-LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))+3)
+ +A5*EXP(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+ -(A1+A2*(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+ -A3/LIMIT(V(4)*.001,-1G,-A7/1E3)
+ +A4*EXP(-LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))+3)
+ +A5*EXP(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3))

```

```

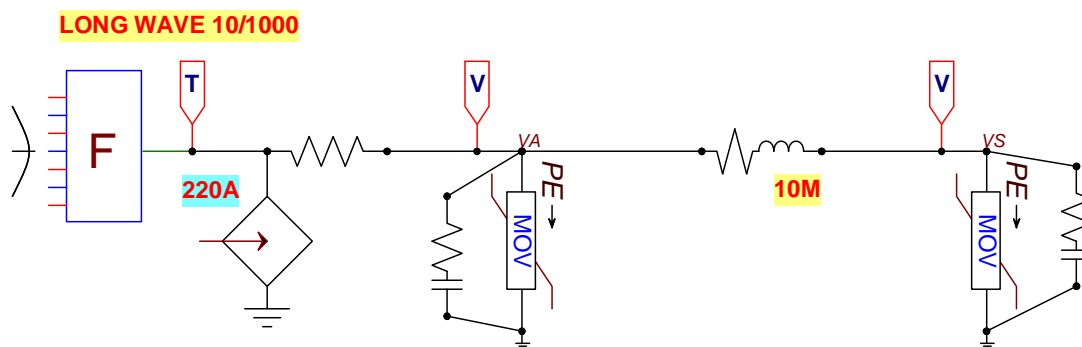
+
+LIMIT(V(4)/A7*V(8),-V(8),V(8)))}
L_SERIES      5 6 {L}
H_H1          4 0 VH_H1 1K
VH_H1         5 7 0V
R_R2          0 4 1G
R_SERIES      6 2 {A6}
V_V1          3 7 0V
E_X_ZERO      8 0  VALUE {A1+A2*(LOG10(A7/1E3))+A3/(A7/1E3)
+              +A4*EXP(-LOG10(A7/1E3))+A5*EXP(LOG10(A7/1E3))}
R_X_ZERO      8 0 1G
C_PARALLEL    1 5 {C}
.ENDS

.SUBCKT MOVV250LA40A_0 1 2
.PARAM T=1 L=12NH C=1NF A1=473.3 A2=25.65 A3=-4.244E-5 A4=-0.225 A5=4.785 A6=0.02764
A7=4E-4
E_NON_LIN     3 1  VALUE {T*(
+              A1+A2*(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+              +A3/LIMIT(V(4)*.001,A7/1E3,1G)
+              +A4*EXP(-LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))+3)
+              +A5*EXP(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+              -(A1+A2*(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+              -A3/LIMIT(V(4)*.001,-1G,-A7/1E3)
+              +A4*EXP(-LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))+3)
+              +A5*EXP(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+              +LIMIT(V(4)/A7*V(8),-V(8),V(8)))}
L_SERIES      5 6 {L}
H_H1          4 0 VH_H1 1K
VH_H1         5 7 0V
R_R2          0 4 1G
R_SERIES      6 2 {A6}
V_V1          3 7 0V
E_X_ZERO      8 0  VALUE {A1+A2*(LOG10(A7/1E3))+A3/(A7/1E3)
+              +A4*EXP(-LOG10(A7/1E3))+A5*EXP(LOG10(A7/1E3))}
R_X_ZERO      8 0 1G
C_PARALLEL    1 5 {C}
.ENDS

.SUBCKT IRING_0 1 2
.PARAM A=1.590 IP=400 T1=0.533E-6 T2=9.788E-6 W=2E5 PI=3.14159265
GSRC 1 2 VALUE {A*IP*(1-EXP(-TIME/T1))*EXP(-TIME/T2)*COS(W*PI*TIME)}
.ENDS
.END

```

**CIRCUITO SIMULADO EN ATP PARA UNA FUENTE DE EXITACION DE
CORRIENTE DE 220A PICO CON TIEMPO DE FRENTE Y DE COLA
10/10000µseg**



**ARCHIVO GENERADO POR EL PREPROCESADOR ATPDRAW
(COORDINACION_SUPRESORES_250_130. atp)**

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW Junio, Martes 30, 2009
C A Bonneville Power Administration program
C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006
C -----
C dT << Tmax << Xopt << Copt >
  1.E-7 .009
  500 1 1 1 1 0 0 1 0
/TACS
TACS HYBRID
98OUT =220*1.019*(1-EXP(-TIMEX/3.827E-6))*EXP(-TIMEX/1404E-6)
33OUT
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n1 << n2 >>ref1>>ref2>> R << L << C >
C < n1 << n2 >>ref1>>ref2>< R << A << B ><Leng><<>>0
92VA 5555. 4
 520. -1. 0.0 1
/BRANCH
2500 36. .80
9999.
92VS 5555. 4
285. -1. 0.0 1
/BRANCH
800 23. 0.80
9999.
VS 1.E7 1.E3 0
VA 1.E7 1.E3 0
OUT VA .25 0
XX0001XX0002 .0052 .005 0
  
```

```

VA VS .0104 .01 0
XX0003XX0004 .0208 .02 0
XX0005XX0006 .0416 .04 0
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
60OUT -1 1.E3
/OUTPUT
VA VS
BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

COORDINACION 10__1000US_250_130 (PSpice format)

** This file was created by TINA **
** (c) 1996-2006 DesignSoft, Inc. **

```

.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\EXAMPLES\SPICE\TSPICE.LIB"
.LIB
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\TI.LIB"
.LIB "C:\Program Files\DesignSoft\Tina 7\SPICELIB\Operational Amplifiers.LIB"
.TEMP 27
.AC DEC 20 10 1MEG
.TRAN 1N 2M

```

```
.PROBE I(V1sA) I(VI2) V(2,0) V(1,0) I(VI1)
```

```

V1sA 5 3 ; AmperMeter
VI2 6 1 ; AmperMeter
VI1 4 2 ; AmperMeter
XS 1 0 MOVV130LA20A_0
XA 2 0 MOVV250LA40A_0
R2 3 4 0.25
XU1 0 5 I LONG_0
L1 7 6 10U IC=0
R1 4 7 10.4M

```

```
.SUBCKT MOVV130LA20A_0 1 2
```

```
.PARAM T=1 L=12NH C=1.9NF A1=245.6 A2=13.53 A3=-3.912E-5 A4=39.94E-3 A5=3.576 A6=0.01458
A7=4E-4
```

```

E_NON_LIN 3 1 VALUE {T*(
+ A1+A2*(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+ +A3/LIMIT(V(4)*.001,A7/1E3,1G)
+ +A4*EXP(-LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))+3)
+ +A5*EXP(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+ -(A1+A2*(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+ -A3/LIMIT(V(4)*.001,-1G,-A7/1E3)
+ +A4*EXP(-LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))+3)
+ +A5*EXP(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3))

```

```

+
+LIMIT(V(4)/A7*V(8),-V(8),V(8)))}
L_SERIES      5 6 {L}
H_H1          4 0 VH_H1 1K
VH_H1         5 7 0V
R_R2          0 4 1G
R_SERIES      6 2 {A6}
V_V1          3 7 0V
E_X_ZERO      8 0 VALUE {A1+A2*(LOG10(A7/1E3))+A3/(A7/1E3)
+
+A4*EXP(-LOG10(A7/1E3))+A5*EXP(LOG10(A7/1E3))}
R_X_ZERO      8 0 1G
C_PARALLEL    1 5 {C}
.ENDS

```

```

.SUBCKT MOVV250LA40A_0 1 2
.PARAM T=1 L=12NH C=1NF A1=473.3 A2=25.65 A3=-4.244E-5 A4=-0.225 A5=4.785 A6=0.02764
A7=4E-4
E_NON_LIN     3 1 VALUE {T*(
+
A1+A2*(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+
+A3/LIMIT(V(4)*.001,A7/1E3,1G)
+
+A4*EXP(-LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))+3)
+
+A5*EXP(LOG10(LIMIT(V(4),A7,1G))-3)
+
-(A1+A2*(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+
-A3/LIMIT(V(4)*.001,-1G,-A7/1E3)
+
+A4*EXP(-LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))+3)
+
+A5*EXP(LOG10(-LIMIT(V(4),-1G,-A7))-3)
+
+LIMIT(V(4)/A7*V(8),-V(8),V(8)))}
L_SERIES      5 6 {L}
H_H1          4 0 VH_H1 1K
VH_H1         5 7 0V
R_R2          0 4 1G
R_SERIES      6 2 {A6}
V_V1          3 7 0V
E_X_ZERO      8 0 VALUE {A1+A2*(LOG10(A7/1E3))+A3/(A7/1E3)
+
+A4*EXP(-LOG10(A7/1E3))+A5*EXP(LOG10(A7/1E3))}
R_X_ZERO      8 0 1G
C_PARALLEL    1 5 {C}
.ENDS

```

```

.SUBCKT ILONG_0 1 2
.PARAM A=1.019 IP=220 T1=3.827E-6 T2=1404E-6
GSRC 1 2 VALUE {A*IP*(1-EXP(-TIME/T1))*EXP(-TIME/T2)}
.ENDS

```

```

.END

```

LIBRERIAS DE VARISTORES PARA LA SIMULACION EN SPICE DE PROTECCIONES

La selección de los modelos se realizo en base al documento de referencia

Varistor PSpice Model Netlist

*

* © Harris Semiconductor
 * 21st April 1998
 * version 3.1
 *

* Representing typical characteristics for the following LA-Series varistors:

*

* V130LA1	V130LA2	V130LA5	V130LA10A	V130LA20A	V130LA20B
* V140LA2	V140LA5	V140LA10A	V140LA20A		
* V150LA1	V150LA2	V150LA5	V150LA10A	V150LA20A	V150LA20B
* V175LA2	V175LA5	V175LA10A	V175LA20A		
* V230LA4	V230LA10	V230LA20A	V230LA40A		
* V250LA2	V250LA4	V250LA10	V250LA20A	V250LA40A	V250LA40B
* V275LA2	V275LA4	V275LA10	V275LA20A	V275LA40A	V275LA40B
* V300LA2	V300LA4	V300LA10	V300LA20A	V300LA40A	
* V320LA7	V320LA10	V320LA20A	V320LA40B		
* V385LA7	V385LA10	V385LA20A	V385LA40B		
* V420LA7	V420LA10	V420LA20A	V420LA40B		
* V480LA7	V480LA10	V480LA40A	V480LA80B		
* V510LA10	V510LA40A	V510LA80B			
* V575LA10	V575LA40A	V575LA80B			
* V625LA10	V625LA40A	V625LA80B			
* V660LA10	V660LA50A	V660LA100B			

.SUBCKT MOV 1 2 PARAMS: T=1 C=1pF L=1nH a1=1 a2=0 a3=0 a4=0 a5=0 a6=100u a7=100u

```

E_non_lin 3 1 VALUE {T*(
+ a1+a2*(log10(limit(v(4),a7,1g))-3)
+ a3/limit(v(4)*.001,a7/1e3,1g)
+ a4*exp(-log10(limit(v(4),a7,1g))+3)
+ a5*exp(log10(limit(v(4),a7,1g))-3)
+ -(a1+a2*(log10(-limit(v(4),-1g,-a7))-3)
+ -a3/limit(v(4)*.001,-1g,-a7/1e3)
+ a4*exp(-log10(-limit(v(4),-1g,-a7))+3)
+ a5*exp(log10(-limit(v(4),-1g,-a7))-3))
+ limit(v(4)/a7*v(8),-v(8),v(8))}
L_series 5 6 {L}
H_H1 4 0 VH_H1 1k
VH_H1 5 7 0V
R_R2 0 4 1G
R_series 6 2 {a6}
V_V1 3 7 0V
E_x_zero 8 0 VALUE {a1+a2*(log10(a7/1e3))+a3/(a7/1e3)
+ a4*exp(-log10(a7/1e3))+a5*exp(log10(a7/1e3))}
R_x_zero 8 0 1G
C_parallel 1 5 {C}
.ENDS

```

.SUBCKT V130LA20A 1 2 PARAMS: TOL=0


```
X1      1 2      MOV PARAMS: T={1+TOL/100} L=12nH C=1.9nF a1=245.6 a2=13.53 a3=-3.912e-5
a4=39.94E-3 a5=3.576 a6=0.01458 a7=4E-4
.ENDS
```

```
.SUBCKT V150LA20A 1 2 PARAMS: TOL=0
X1      1 2      MOV PARAMS: T={1+TOL/100} L=12nH C=1.6nF a1=286.2 a2=15.76 a3=-4.557e-5
a4=46.53E-3 a5=4.166 a6=0.01698 a7=4E-4
.ENDS
```

```
.SUBCKT V250LA40A 1 2 PARAMS: TOL=0
X1      1 2      MOV PARAMS: T={1+TOL/100} L=12nH C=1nF a1=473.3 a2=25.65 a3=-4.244e-5 a4=-
0.225 a5=4.785 a6=0.02764 a7=4E-4
.ENDS
```

CODIGO ATP DE LA RED SIMULADORA DE FLICKER

BEGIN NEW DATA CASE

```
C -----
C Generated by ATPDRAW Julio, Martes 7, 2009
C A Bonneville Power Administration program
C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006
C -----
C dT << Tmax << Xopt << Copt >
  .0005  .4
  500    1    1    1    1    0    0    1    0
/TACS
TACS HYBRID
98TACSA =1-((10*30.1/2)*(1+SIN(2*PI*10*TIME)))/(40+8.8*39.5)
33TACSA
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n1 << n2 <<ref1><ref2>< R << L << C >
C < n1 << n2 <<ref1><ref2>< R << A << B <<Leng><<>>0
91IN_A A TACS TACSA 0
PCCA IN_A .00033.00854 0
XX0001PCCA 5.3E-5.00124 0
A 6.9941.2403 3
/SOURCE
C < n 1><<< Ampl. << Freq. <<Phase/T0>< A1 << T1 << TSTART << TSTOP >
14XX0001 0 600. 60. -90. -1. 1.E3
/OUTPUT
BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
```

ANEXO C. USO DE MODELS PARA SIMULACION EN ATP

Los TACS y MODELS son herramientas que permiten la modelación de sistemas de control, señales y sistemas físicos complejos en el dominio del tiempo. MODELS es un lenguaje de programación de propósitos generales orientado a la simulación en el dominio del tiempo, y es usado como una herramienta para modelar el comportamiento dinámico de sistemas físicos complejos. En ATP puede ser usado para describir la operación de componentes de sistemas de potencia y componentes de control. También es usado para generar señales y procesar mediciones.

Para el desarrollo de los modelos en la interfaz gráfica ATPDraw usando el lenguaje MODELS, se deben crear dos archivos. El primero, con extensión *.mod, el cual contiene la programación del modelo, es decir, el procedimiento que describe la operación del modelo, sus datos, constantes, variables e inicialización. La estructura de este archivo es similar a la usada por otros lenguajes de programación como el Pascal. El segundo archivo, con extensión *.sup, constituye un archivo de soporte en la interfaz gráfica ATPDraw. El archivo de soporte contiene el icono que solicita la especificación de los parámetros de los datos y los nombres de los nodos de entrada y salida del modelo. En el caso particular de este trabajo de graduación, los MODELS fueron utilizados para simular señales de voltaje.

La estructura es rígida y debe respetarse cada campo en especial, como lo es descrito a continuación:

MODEL [NOMBRE]		-- Identificación del modelo
DATA	a	-- Nombre del dato ingresado por el usuario
INPUT	X	-- Nombre de las señales de entrada
OUTPUT	Y	-- Nombre de las variables de salida
VAR	Y, m	-- Nombre de las variables
HISTORY		-- Valores por defecto de variables y expresiones. {y
dflt:0}		
DELLAY	CELLS	-- Reserva lugares en la memoria
INIT		-- Inicialización de las variables. m:=0.5
ENDINIT		-- Cierre del bloque INIT
EXEC		-- Bloque en donde se realizan los procesos y
		ejecución de los algoritmos matemáticos y lógicos del
		modelo. $Y := m * X + a$
ENDEXEC		-- Cierre del bloque EXEC
ENDMODEL		-- Cierre del modelo EJEMPLO

Este bloque de código debe incluirse dentro del programa ATP en el archivo con extensión .atp, y debe estar contenido dentro de las etiqueta MODELS como se describe a continuación:

```

MODELS          -- etiqueta que identifica el modelo dentro del circuito
INPUT          -- Nombre de las variables de entrada en el circuito
  *
OUTPUT        -- Nombre de las variables de salida en el circuito
  *
MODEL [NOMBRE] -- Inicio de la definición del modelo
  *
  *
  *
ENDMODEL      -- Fin de la definición del modelo
USE [NOMBRE DEL MODELO] AS [NOMBRE EN EL CIRCUITO]
DATA          -- Sección de datos donde pueden modificarse
  *          los planteados dentro del modelo
  *
  *
OUTPUT        -- Define como se identificarán las salidas en el circuito
  *
ENDUSE
ENDMODELS     -- Fin de la definición del modelo en el circuito

```

La aplicación de MODELS en este documento se desarrolla en el capítulo II donde fueron implementadas algunas de las señales de prueba para las diferentes localizaciones y coordinaciones, un ejemplo de ello fue la coordinación 8/20uS 250-130V con localización y nivel de exposición C1 cuyo código es mostrado a continuación.

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW julio, sábado 18, 2009
C A Bonneville Power Administration program
C by H. K. Høidalen at SEFAS/NTNU - NORWAY 1994-2006
C -----
C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >
  1.E-9 .0001
  500 1 1 1 1 0 0 1 0
/MODELS
MODELS
OUTPUT
  SENAL
MODEL surge8_20uS -- surge
COMMENT*****
* Surge 8/20uS to protective coordinated test *
* *
*****ENDCOMMENT

```

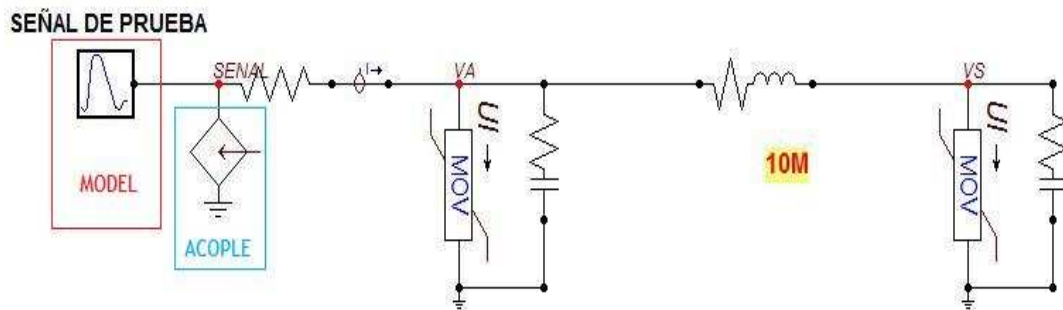
```

DATA tstart {dflt:0}          -- start of signal
tstop {dflt:1000}           -- cut-off signal
ampl {dflt :1}              -- current amplitude
a {dflt:1}                  -- constant 1
b {dflt:1}                  -- constant 2
c {dflt:1}                  -- constant 3
tau {dflt:1}                -- time constant
VAR surgeout                -- output
OUTPUT surgeout             -- delete if not used as separate MODEL
EXEC
surgeout:=a*b*c*ampl*(t-tstart)*(t-tstart)*(t-tstart)*(exp(-1*(t-tstart)/tau))
*AND((t-tstart),(tstop-t))
ENDEXEC
ENDMODEL
USE surge8_20uS AS source
DATA
tstart:= 0
tstop:= 1000
ampl:= 3000
a:= 1243000
b:= 100000000
c:= 100.
tau:= 3.911E-6
OUTPUT
SENAL:=surgeout
ENDUSE
ENDMODELS
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n1 >< n2 ><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n1 >< n2 ><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0
92VA 5555. 3
500. -1. 0.0 1
/BRANCH
1 20 .01
9999.
92VS 5555. 3
260. -1. 0.0 1
/BRANCH
1 20 .01
9999.
VS 1.E6 1.E3 0
VA 1.E6 1.E3 0
SENAL XX0001 2. 0
VA VS .0104 .01 0
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< le ><Vf/CLOP >< type >
XX0001VA MEASURING 1
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
60SENAL -1 1.E3
/OUTPUT
BLANK MODELS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH

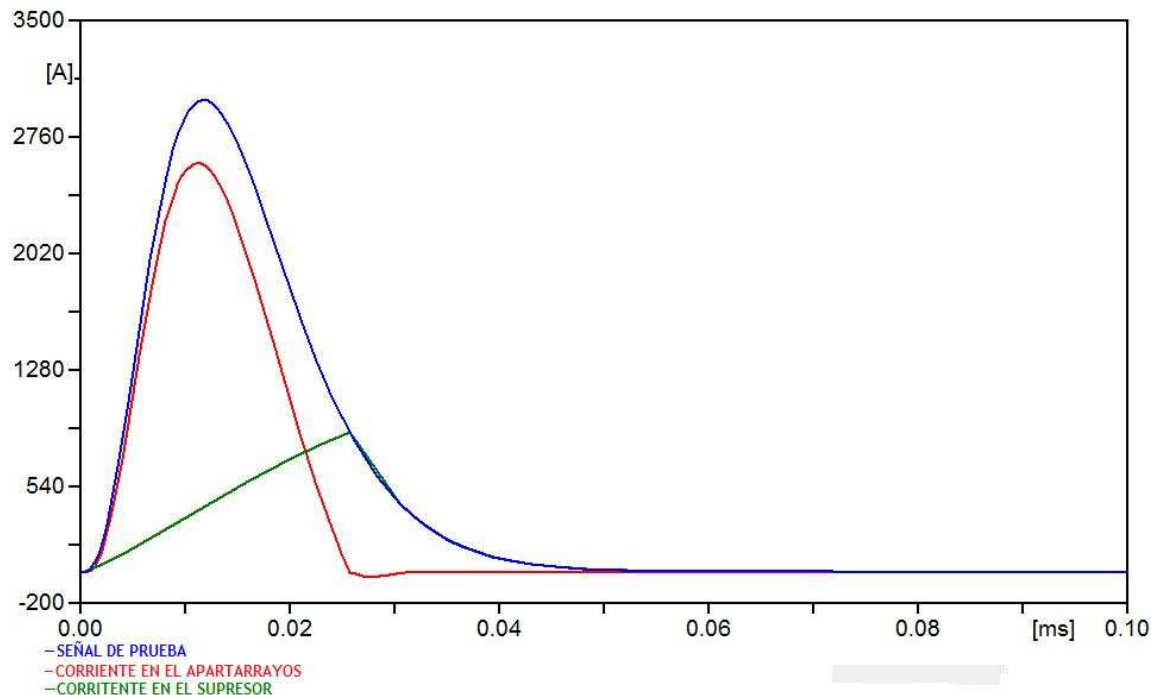
```

BLANK SOURCE
 BLANK OUTPUT
 BLANK PLOT
 BEGIN NEW DATA CASE
 BLANK

La figura que se presenta a continuación muestra el esquema de circuito simulado donde debe identificarse dos elementos: el MODEL y su acople. En cuanto al acople este es necesario debido que funciona como interfase entre en elemento MODEL y el circuito ya que mediante este elemento se le indica al simulador que tipo de señal (voltaje ó corriente) para este circuito en particular, de otra manera el ATP interpreta en ausencia de otras fuentes de excitación que no existe respuesta transitoria.



El resultado de la simulación se muestra a continuación.



Nota: a pesar que en este documento el Model fue implementado como una señal, este puede ser utilizado en otras modalidades siempre y cuando su estructura, lógica y datos sean definidos correctamente. La interfase con el circuito debe ser adecuadamente seleccionada para obtener los resultados validos.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Dubé, Laurent. Users guide to Models in ATP. 1996.

Furst, Gabor. Models primer, for first time models users. Version 1.

ATP- EMTP: Alternative Transient Program – Rule Book. Canadian/American EMTP User Group (1992).