



REPÚBLICA DEL ECUADOR

Escuela Politécnica Nacional

" E S C I E N T I A H O M I N I S S A L U S "

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**CARACTERIZACIÓN Y MITIGACIÓN DE LA DISTORSIÓN
ARMÓNICA DE CORRIENTE DE COCINAS DE INDUCCIÓN
RESIDENCIALES**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL**

HÉCTOR ALEJANDRO GUAMÁN BENAVIDES
hector.guaman@epn.edu.ec

DIRECTOR: MSc. XAVIER EDWIN DOMINGUEZ GAVILANES
xavier.dominguez@epn.edu.ec

CO-DIRECTOR: Dr.-Ing. MARCELO PAUL POZO PALMA
marcelo.pozo@epn.edu.ec

Quito, octubre 2017

DECLARACIÓN

Yo Héctor Alejandro Guamán Benavides, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Héctor Alejandro Guamán Benavides

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Héctor Alejandro Guamán Benavides, bajo mi supervisión.

MSc. Xavier Domínguez
DIRECTOR DEL PROYECTO
PROYECTO

Dr.-Ing. Marcelo Pozo P.
CO-DIRECTOR DEL

AGRADECIMIENTO

Le agradezco a Dios por ser una fuerza durante toda mi vida, por darme una familia extraordinaria, amigos excelentes y maravillosos momentos.

Le doy gracias a mis padres Héctor y Mariana por apoyarme en todo momento, por los valores que me han inculcado, y por haberme dado la oportunidad de tener una excelente educación en el transcurso de mi vida. Sobre todo por ser un excelente ejemplo de vida a seguir que espero saber reflejar en mi ejercicio profesional.

Agradezco a mis hermanos Vinicio y Vanessa por haberme ayudado, tolerado y por estar juntos en todas las etapas de mi vida.

De igual manera agradecer al MSc. Xavier Domínguez y Dr.-Ing. Marcelo Pozo por creer en mí trabajo, y por haberme brindado su consejo y su valiosa colaboración en la realización de este proyecto de titulación.

También me gustaría agradecer a todos amigos que hice durante toda mi formación profesional en la Escuela Politécnica Nacional de manera especial a mis grupos de amigos “ALVERGAS” y “BORRACHINES” por todos los momentos que hemos pasamos juntos y por la confianza que han depositado en mí.

Por ultimo quisiera agradecer a la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la EPN por brindarme los conocimientos, por llenarme de orgullo de la excelente formación que recibí y al decir que soy politécnico.

DEDICATORIA

*Es mi deseo como un
pequeño gesto de
agradecimiento, dedicarle
mi proyecto de titulación, a
mis padres por su amor, y
comprensión.*

CONTENIDO

DECLARACIÓN	ii
CERTIFICACIÓN	III
AGRADECIMIENTO	IV
DEDICATORIA	V
CONTENIDO	VI
RESUMEN	X
PRESENTACIÓN	XI
CAPÍTULO 1	1
1.1 ANTECEDENTES	1
1.1.1 TIPOS DE COCINAS DE COCCIÓN	1
1.1.1.1 Cocinas eléctricas	1
1.1.1.2 Cocinas de inducción	2
1.1.1.3 Cocinas de gas (GLP)	2
1.2 COMPARACIÓN DE LA COCINA DE INDUCCIÓN CON LA COCINA DE GAS (GLP)	3
1.2.1 COMPARACIÓN ECONÓMICA	3
1.2.2 COMPARACIÓN POR RENDIMIENTO	4
1.3 CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA	5
1.3.1 TRANSMISOR	5
1.3.1.1 Ley de Amper	5
1.3.2 RECEPTOR	6
1.3.2.1 Ley de Faraday	6
1.3.2.2 Efecto Joule	6
1.3.3 MATERIALES PARA CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN	7
1.3.3.1 Ciclo de histéresis de un material ferromagnético	7
1.3.4 PARÁMETROS PARA EL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN	8
1.3.4.1 Efecto Skin o Piel	8
1.3.4.2 Profundidad de penetración	8
1.3.4.3 Resistencia equivalente del material	9
1.4 ESTUDIO CONSTITUTIVO Y DE FUNCIONAMIENTO DE LA COCINA DE INDUCCIÓN COMERCIAL	10
1.4.1 INVERSOR DE ALTA FRECUENCIA	12
1.4.2 INVERSOR RESONANTE	12
1.4.2.1 Topologías de inversores resonantes	12
1.4.3 COMPARACIÓN DE LAS DIFERENTES TOPOLOGÍAS DE INVERSORES RESONANTES	14
1.4.4 RESONANCIA	14

1.5 MEDICIÓN DE FORMAS DE ONDA DE UNA COCINA COMERCIAL.....	16
1.6 REGULACIÓN DE POTENCIA DE UNA COCINA DE INDUCCIÓN COMERCIAL.....	18
1.6.1 CONTROL DE POTENCIA DE COCINAS DE INDUCCIÓN POR CICLO INTEGRAL	19
1.7 SIMULACIÓN DE LA COCINA COMERCIAL.....	20
1.7.1 CÁLCULO DE PARÁMETROS PARA LA SIMULACIÓN DE LA COCINA DE INDUCCIÓN COMERCIAL	21
1.7.1.1 Cálculo de la inductancia de trabajo del inductor resonante.....	21
1.7.1.2 Cálculo de la inductancia del filtro LC.....	22
1.7.2 SIMULACIÓN	23
1.8 IMPACTO DE LA MASIFICACIÓN DE COCINAS DE INDUCCIÓN EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS DE DISTRIBUCIÓN.	25
1.8.1 ARMÓNICO ELÉCTRICO	26
1.8.1.1 Tipos de armónicos y sus denominaciones.....	27
1.8.2 DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL.....	28
1.8.2.1 Índices de evaluación de la distorsión armónica	28
1.8.2.1.1 Factor de distorsión armónica de voltaje	28
1.8.2.1.2 Factor de distorsión armónica de corriente	28
1.8.3 ESTÁNDARES EN LA REGULACIÓN DE ARMÓNICOS.....	29
1.9 MÉTODOS DE MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS.....	29
1.9.1 CANCELACIÓN POR CARGAS COMBINADAS.....	29
1.9.2 FILTROS PARA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS	29
1.9.2.1 Filtros pasivos.....	29
1.9.2.1.1 Filtro pasivo serie	30
1.9.2.1.2 Filtro pasivo paralelo	30
1.9.2.2 Filtro activo.....	30
1.9.2.2.1 Elementos en un filtro activo.	31
1.9.2.3 Filtros híbridos	32
1.10 SISTEMAS DE CONTROL	33
1.10.1 Control en cascada	33
1.10.2 Controlador PID.....	34
1.10.2.1 Control PI.....	35
1.10.3 CONTROL POR SMC	35
1.10.3.1 Superficie en modos deslizantes.....	36
1.10.3.2 Existencia de la superficie de deslizamiento	36
1.11 ERRORES E ÍNDICES DE DESEMPEÑO	37
1.11.1 ERROR CUADRÁTICO MEDIO	37
1.11.2 INDICE DEL ERROR ABSOLUTO	38
CAPÍTULO 2.....	39

CARACTERIZACIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE CORRIENTE	39
2.1 EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA PRODUCIDA POR LAS COCINAS DE INDUCCIÓN EN UN SISTEMA ELÉCTRICO RESIDENCIAL	39
2.2 ANALIZADOR DE RED	41
2.2.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES	41
2.3 INSTALACION ELÉCTRICA RESIDENCIAL PARA LAS COCINAS DE INDUCCIÓN	41
2.4 PARAMETROS ELÉCTRICOS EN LAS COCINAS DE inducción	42
2.4.1 COCINAS DE inducción comerciales UTILIZADAS PARA LA MEDICION DE parámetros	42
2.5 ESTUDIO DE LAS NORMATIVAS	43
2.5.1 NORMATIVA DEL ARCONEL	43
2.5.2 NORMATIVA DE LA IEEE	45
2.5.2.1 Punto de acoplamiento (PCC)	46
2.5.2.2 Corriente de corto circuito	47
2.5.2.3 Calculo de la corriente de corto circuito	47
2.6 MEDICIÓN Y RESULTADOS	49
2.6.1 ESQUEMA DE CONEXIÓN DEL ANALIZADOR DE RED	49
2.6.2 RESULTADOS DE LA MEDICIÓN	50
2.6.2.1 Aplicación de la Normativa	52
2.6.2.1.1 Cocina de inducción marca A	52
2.6.2.1.2 Cocina de inducción marca B	53
2.6.2.1.3 Cocina de inducción marca C	53
CAPÍTULO 3	54
MITIGACIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE CORRIENTE	54
3.1 DISEÑO DE FILTROS PASIVOS	54
3.1.1 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO PASIVO	57
3.1.2 FACTOR DE CALIDAD	59
3.2 CRITERIOS Y ESPECIFICACIONES PARA LA SIMULACIÓN	60
3.2.1 SIMULACION DEL FILTRO PASIVO	62
3.2.2 CASO 1	63
3.2.3 CASO 2	64
3.2.4 CASO 3	65
3.2.5 CASO 4	66
3.3 DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS	67
3.3.1 DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA	67
3.3.1.1 CÁLCULO DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA	68
3.3.1.2 CÁLCULO DEL VALOR DE LA CAPACITANCIA	69
3.3.1.2.1 Cálculo de la potencia de salida del inversor monofásico	70

3.3.2	DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL	71
3.3.2.1	Sistema de control del filtro activo	72
3.3.1	Diseño del controlador PI	73
3.3.1.1	Diseño de PI de corriente	75
3.3.1.1.1	Modulador	76
3.3.1.2	Diseño de PI de voltaje	78
3.3.1.3	SIMULACIÓN DE FILTRO ACTIVO CON CONTROLADORES PI	78
3.3.1.3.1	Caso 1	79
3.3.1.3.2	Caso 2	80
3.3.1.3.3	Caso 3	81
3.3.1.3.4	Caso 4	82
3.3.2	DISEÑO DEL CONTROL SMC	83
3.3.2.1	Selección de la ley de control	84
3.3.2.2	Simulación del filtro activo con control SMC	85
3.3.2.2.1	Caso 1	85
3.3.2.2.2	Caso 2	86
3.3.2.2.3	Caso 3	87
3.3.2.2.4	Caso 4	88
3.4	DISEÑO DE FILTROS HÍBRIDOS	90
3.4.1	SIMULACIÓN DEL FILTRO HIBRIDO	91
3.4.1.1	CASO 1	91
3.4.1.2	CASO 2	92
3.4.1.3	CASO 3	93
3.4.1.4	CASO 4	94
	CAPÍTULO 4	96
	ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS FILTROS DESARROLLADOS	96
4.1	DESEMPEÑO DE LOS FILTROS	96
4.1.1	ANÁLISIS DE LOS FILTROS EN UN SISTEMA RESIDENCIAL	97
4.1.2	COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LOS FILTROS	101
4.2	COMPARACIÓN ENTRE CONTROLADOR PI Y SMC	103
4.2.1	COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LOS FILTROS ACTIVOS	104
	CAPÍTULO 5	106
5.1	CONCLUSIONES	106
5.2	RECOMENDACIONES	106
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	109
	ANEXO A	A-1
	ANEXO B	B-1

RESUMEN

El presente proyecto tiene como objetivo principal la caracterización y mitigación de la distorsión armónica de corriente que se inyecta a la red eléctrica producida por las cocinas de inducción comercial.

Previamente al cumplimiento de este objetivo se realizó un estudio del calentamiento por inducción, mediante principios electromagnéticos y el proceso electrónico de la conversión de energía para producir el calentamiento. Adicionalmente, se tiene un análisis y medición de formas de onda y parámetros en los elementos constitutivos de una cocina de inducción comercial.

En la caracterización de la corriente producida por las cocinas de inducción se realizó la medición a tres marcas comerciales por medio de un instrumento de medida de parámetros eléctricos conocido como analizador de red para determinar el contenido de armónicos que generan estas cargas eléctricas. Se estudia las normativas que rigen la regulación de esta problemática.

Para la mitigación de la distorsión armónica de corriente se estudia, diseña y comprueba el funcionamiento de filtros pasivos, activos e híbridos. Para las pruebas de funcionamiento los filtros se los realiza por medio de simulación en el software SIMULINK de MATLAB ®.

En el caso de los filtro activos se propone el desarrollo de controladores por medio de dos técnicas de control como es un regulador PI (proporcional- integral) y el otro método basado por la técnica de Control por Modos Deslizante de sus siglas en ingles SMC.

Además de los filtros diseñados se realizó un análisis comparativo, debido que los filtros activos que son controlados por dos técnicas de control diferentes se efectuó una prueba de desempeño como variación de carga y para evaluar su rendimiento a través de los índices del error absoluto (IEA) y el error cuadrático medio (Ec).

PRESENTACIÓN

La caracterización y mitigación de la distorsión armónica de corriente producida por las cocinas de inducción residenciales que es el tema central de este proyecto, el mismo que posee de cinco capítulos:

En el capítulo 1 se plantea el marco teórico del proyecto, se estudia el funcionamiento y efectos de las cocinas de inducción en los sistemas de distribución eléctricos residenciales y se plantea las soluciones para el problema de distorsión armónica.

En el capítulo 2 se expone las mediciones, el estudio del comportamiento de la distorsión armónica de corriente que producen tres cocinas de inducción comerciales a diferentes perfiles de funcionamiento y se revisa las normativas que rigen la problemática de la distorsión armónica en el país.

En el capítulo 3 se detalla el diseño de los diferentes filtros propuestos, se valida su funcionamiento en los casos propuestos por medio del software de simulación y se presentan los datos y formas de onda obtenidos.

En el capítulo 4 se realiza un análisis comparativo con respecto de características, ventajas y desventajas de los diferentes tipos de filtros propuestos previo a una prueba de variación de cargas y simulaciones de funcionamiento realizados en el capítulo anterior.

En el capítulo 5 se expone las conclusiones deducidas del desarrollo de este trabajo y se realizan las recomendaciones pertinentes.

CAPÍTULO 1

MARCO TEÓRICO

1.1 ANTECEDENTES

En los últimos años en el país se ha promovido el cambio de la matriz productiva que no solo impulsa el gobierno nacional sino que es una tendencia mundial por criterios de conciencia ambiental, economía, y mejor aprovechamiento de recursos naturales. Adicionalmente, con la puesta en marcha de las nuevas hidroeléctricas se tendrá mayor disponibilidad de energía eléctrica en el país de manera que se irá progresivamente masificando el uso de cocinas de inducción residenciales. Estos sistemas de cocción para su análisis eléctrico son considerados como cargas no lineales que producen fenómenos de distorsión armónica de corriente que conllevan a problemas en los sistemas eléctricos de distribución tales como bajos factores de potencia, calentamiento de conductores, dificultad en la coordinación de protecciones, bajo rendimiento de transformadores y la consecuente molestia a los usuarios [1]. Es así que surge la necesidad de estudiar, caracterizar y mitigar dicha distorsión armónica mediante la aplicación de diferentes tipos de filtros con el fin de mantener en adecuadas condiciones de operación los sistemas eléctricos de distribución residenciales.

Para cumplir dicho propósito, se debe primero conocer los principios eléctricos y electromagnéticos que permiten el calentamiento por inducción, mismo que se diferencia considerablemente del calentamiento eléctrico.

1.1.1 TIPOS DE COCINAS DE COCCIÓN

En la actualidad en nuestro país se utilizan tres tipos de cocinas que se procede a detallar.

1.1.1.1 Cocinas eléctricas

Las cocinas eléctricas fueron inventadas en el siglo XIX para cambiar o sustituir combustibles antes utilizados como leña, carbón o gas. Su principal forma de

funcionamiento es el uso de resistencias de calentamiento indirecto y de alto poder de liberar calor, es decir, como calentamiento indirecto el recipiente se calienta por radiación que es producida por la disipación de potencia por efecto Joule al circular una corriente eléctrica por las resistencias. Son muy simples de manejar, de limpiar y utilizan poco espacio.

1.1.1.2 Cocinas de inducción

Este tipo de cocinas son categorizadas como de última tecnología para la cocción de alimentos al utilizar energía eléctrica como fuente de energía. El calentamiento al recipiente es directo, en otras palabras, la corriente eléctrica circula directamente por el recipiente a calentar preferiblemente de material ferromagnético para aumentar su eficiencia. En la actualidad las cocinas de inducción presentan un alto costo por la escasa demanda de compra por los usuarios, por consiguiente, baja producción industrial de ellas.

Como ventajas se puede mencionar facilidad en uso y limpieza, segura para los usuarios, no obstante para precautelar la seguridad en los hogares se debe contar con una adecuada instalación eléctrica cumpliendo con los requerimientos de esta carga eléctrica.

Esta cocina también presenta varias desventajas como es la necesidad de ampliar y mejorar las instalaciones eléctricas, pueden provocar deterioros en la calidad de energía en el sistema eléctrico de distribución, incremento en el consumo energético e incremento valor de las planillas eléctricas.

1.1.1.3 Cocinas de gas (GLP)

En la actualidad en nuestro país existe un subsidio al GLP (gas licuado de petróleo) para el uso doméstico. El 91% de la producción nacional de GLP es usado para el propósito de cocción de alimentos [2], su principal característica para su funcionamiento es mediante la mezcla de gas con aire para producir la combustión controlada en las hornillas para generar la transferencia de calor a los alimentos.

Sus principales ventajas por el momento en nuestro país son el bajo costo del gas, poco mantenimiento y altas horas de uso. Por otro lado sus principales desventajas pueden ser alto riesgo de explosión por el uso de bombonas de gas así como bajos índices de eficiencia energética.

1.2 COMPARACIÓN DE LA COCINA DE INDUCCIÓN CON LA COCINA DE GAS (GLP)

En el Ecuador debido a que se tiene un alto porcentaje de uso de la cocina de gas se realiza la comparación tanto económicamente como de rendimiento con la cocina de inducción.

1.2.1 COMPARACIÓN ECONÓMICA

El análisis económico de los gastos entre estos tipos de cocinas está en [2] el cual plantea tres escenarios.

Escenario 1: Como es de conocimiento el gobierno subsidia 80 kW/mes para el uso exclusivo de la cocina de inducción y no otra cocina, como la cocina eléctrica, por lo que se plantea que se mantenga el subsidio al GLP y no al consumo de electricidad.

Escenario 2: Se mantienen los dos subsidios, tanto como al GLP y al consumo de electricidad.

Escenario 3: se retira el subsidio al GLP y se aplica el subsidio al consumo eléctrico.

Tabla 1.1. Resultado de los 3 casos propuestos [2]

	ESCENARIO 1	ESCENARIO 2	ESCENARIO 3
	\$ USD mensuales		
COCINAS DE INDUCCIÓN	11.46	3.88	3.88
COCINA A GLP	1.6	1.6	DE 15 A 22.85

El objetivo del gobierno nacional es llegar hacia el escenario 3, debido a que se nota un gran ahorro económico por la eliminación del subsidio al gas y el incremento al aprovechamiento de las nuevas centrales de generación eléctrica por medio de la cocción por inducción. Eliminando el enriquecimiento ilícito por el contrabando de combustible a países vecinos como Perú o Colombia, dicha actividad genera grandes pérdidas al Estado.

1.2.2 COMPARACIÓN POR RENDIMIENTO

El tipo de calentamiento de las cocinas de inducción no es tradicional, ya que calienta directamente el recipiente llegando a ser más eficientes aprovechando más la energía si el recipiente es de material ferromagnético. En términos de rapidez de calentamiento en comparación con las cocinas tradicionales son hasta dos veces más rápidas [3], pues incluso son capaces de detectar el tamaño del recipiente para regular la potencia que se va entregar para el calentamiento.

En ámbitos de seguridad la cocina de inducción tiene mayores ventajas; puesto que no existe una fuente de calor se disminuye el riesgo de quemaduras a los usuarios, tienen facilidad en la limpieza y no tiene riesgo de explosión al no emplean combustibles inflamables como el GLP.

En el consumo energético con respecto de las cocinas eléctricas, las de inducción tiene un consumo menor en un 40% y mayor eficiencia por el calentamiento directo que se tiene [3], mientras que la cocinas eléctricas al calentar una resistencia no toda la potencia es utilizada para el calentamiento del recipiente una parte de la misma es disipada al ambiente.

Las cocinas que utilizan combustibles a gas (GLP) son las que en la actualidad en nuestro país tienen mayor uso, sin embargo son las que menor rendimiento energético presentan, puesto que calientan indirectamente el recipiente. Por otro lado, la cocina de inducción no afecta al medio ambiente con la emisión de gases contaminantes como el CO₂ como es en el caso de las cocinas de gas.

Según las pruebas realizadas por el Departamento de Energía de los EEUU se determinó la eficiencia de estos dos tipos de cocinas que se presentan en la Tabla 1.2 [3].

Tabla 1.2. Rendimiento de cocinas de gas e inducción

Cocina a gas (GLP)	Cocina de inducción
40%	84%

1.3 CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA

La inducción electromagnética se entiende como la transferencia de energía mediante el acoplamiento magnético dentro de un transmisor y receptor los cuales utilizan las siguientes leyes y efectos [4].

1.3.1 TRANSMISOR

1.3.1.1 Ley de Amper

En el transmisor se aplica la ley de Ampere, la que se expresa al hacer circular una corriente (i) por un conductor se genera un campo magnético cuya distribución viene dada por la Ecuación 1.1 [4].

$$N i = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = Hl \quad (1.1)$$

Dónde:

N : Número de vueltas del conductor.

i : Corriente que circula por el conductor.

l : Longitud del conductor.

H : Intensidad del campo magnético.

1.3.2 RECEPTOR

1.3.2.1 Ley de Faraday

Una de las principales condiciones para poder aplicar la ley de Faraday en el receptor debe existir un flujo magnético que sea cambiante en el tiempo, eso conlleva que el transmisor genere un campo magnético alternante en el tiempo esto se consigue teniendo una corriente alterna [4].

La ley de Faraday describe que al tener un flujo alternante en el tiempo que al ser aplicado a un conductor produce una fuerza electromotriz según la Ecuación 1.2.

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.2)$$

Dónde:

ε : Fuerza electromotriz inducida.

N : Número de vueltas del conductor.

ϕ : Flujo de campo magnético.

1.3.2.2 Efecto Joule

Con la fuerza electromotriz inducida comienza a circular una corriente en el receptor conocida como corriente de inducción o corriente de Eddy Foucault, estas corrientes son las que principalmente causan del efecto Joule [4].

El calentamiento por inducción electromagnética es gracias a las pérdidas que se producen por el efecto Joule en el receptor. Estas pérdidas se pueden expresar por medio de la Ecuación 1.3.

$$P = i^2 R \quad (1.3)$$

Dónde:

i : Corriente circulante por el conductor.

R : Resistencia del material.

La Ecuación 1.3 describe a la potencia disipada en forma de calor por medio de un conductor es igual, al cuadrado de la corriente inducida (i) por la resistencia de la pieza a calentar.

Por ende, los dos parámetros para un calentamiento adecuado por inducción son la corriente en el transmisor y un receptor con adecuado valor de resistencia.

Por otro lado cabe mencionar que el efecto Joule no es muy deseado en otro tipo de máquinas en las que se produce un acoplamiento magnético, como son motores de inducción y transformadores por las pérdidas de potencias en forma de calor y disminuyendo el rendimiento de dichas máquinas.

1.3.3 MATERIALES PARA CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

Los materiales más adecuados para el acoplamiento magnético y, en consecuencia, para el calentamiento por inducción son los materiales ferromagnéticos, considerando que presentan una permeabilidad magnética relativamente alta en comparación de los materiales diamagnéticos que rodean valores muy bajos alrededor de uno [4].

1.3.3.1 Ciclo de histéresis de un material ferromagnético

Otra ventaja de los materiales ferromagnéticos y que se aprovecha para el calentamiento por inducción es la curva de histéresis que presentan, esto se puede describir como pérdidas de potencias del material provocando calentamiento [5].

Para explicar este fenómeno de los materiales ferromagnéticos en su ciclo de histéresis se tiene la Figura 1.1.

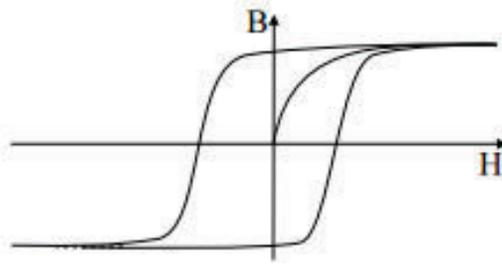


Figura 1.1. Curva de histéresis de un material ferromagnético

Como se observa al aplicar una intensidad de campo magnético (H) cambiante en el tiempo se llega a una saturación positiva o negativa de la densidad de flujo magnético (B), en el material provocando su magnetización y des-magnetización lo que conlleva pérdidas de potencia en forma de calor del material [4].

1.3.4 PARÁMETROS PARA EL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

1.3.4.1 Efecto Skin o Piel

Este efecto se produce cuando por un conductor se hace circular corriente alterna a una frecuencia en orden de algunos kHz, esta corriente tiende a circular por la superficie del conductor provocando el efecto Skin o piel; este efecto produce que la resistencia del conductor tienda a aumentar considerablemente en función de la frecuencia, por ende, al aumentar la resistencia se tiene una mayores pérdidas de potencia por efecto Joule que es bien aprovechado en el calentamiento por inducción [4].

1.3.4.2 Profundidad de penetración

La profundidad de penetración de un campo magnético (H) para el calentamiento por inducción es muy importante de modo que podemos determinar el tipo de material, con que potencia se la puede calentar. La profundidad de penetración se la calcula por medio de la deducción de las ecuaciones de Maxwell [4] y para un tipo de carga cilíndrica, se la puede calcular por la Ecuación 1.4.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad (1.4)$$

Dónde:

ρ : Resistividad del material.

μ_0 : Permeabilidad magnética en el vacío, $4\pi * 10^{-7} NA^{-2}$.

μ_r : Permeabilidad magnética relativa del material.

f : Frecuencia de trabajo.

Uno de los parámetros más importantes de los materiales que se va a utilizar para el calentamiento es la permeabilidad (μ), que es la capacidad del material de atraer y hacer pasar un campo magnético (H) a través del mismo. Los materiales ferromagnéticos que cumplen con permeabilidades muy grandes y en el caso de los materiales diamagnéticos son de permeabilidad cercanos a uno y siendo pésimos para el calentamiento por inducción, por esta razón se debe entregar mayor potencia para calentarlos disminuyendo la eficiencia del calentamiento por inducción electromagnética.

1.3.4.3 Resistencia equivalente del material

En el proceso de cocción por inducción otro parámetro que se debe tomar en cuenta para obtener mejor el rendimiento del calentamiento es la resistencia equivalente del material. De la Ecuación 1.3 que representa matemáticamente el efecto Joule se deduce que existe mayor disipación de potencia a mayor valor de resistencia del material y se la calcula por la Ecuación 1.5 para una pieza cilíndrica [4].

$$R_{eq} = K_R N^2 \rho \frac{2\pi r}{\delta l} \quad (1.5)$$

Con

$$K_R = 1 - e^{-\frac{2r}{\delta}} \quad (1.6)$$

Dónde:

N : Número de espiras de la bobina de calentamiento.

ρ : Resistividad del material

r : Radio de la pieza.

l : Longitud de la pieza.

δ : Profundidad de penetración del campo magnético.

De las Ecuaciones 1.5 y 1.6, la resistencia del material dependerá de la profundidad de penetración del campo magnético. Se puede decir que un material con menor penetración de campo magnético disipará mayor potencia en forma de calor.

Otro punto a tomar en cuenta de la Ecuación 1.4 es la frecuencia del campo magnético. A mayor frecuencia se tendrá menor penetración del campo magnético al material, en consecuencia, se aumentará las pérdidas de disipación por efecto Joule a mayor resistencia del material.

1.4 ESTUDIO CONSTITUTIVO Y DE FUNCIONAMIENTO DE LA COCINA DE INDUCCIÓN COMERCIAL

Los sistemas de cocción moderna como las cocinas de inducción utilizan una conversión estática de energía eléctrica, la cual es tomada desde la red de distribución con fines de calentamiento de las ollas para la cocción de alimentos.

En la Figura 1.2, se presenta un diagrama en bloques de las partes constitutivas de una cocina de inducción comercial [4].

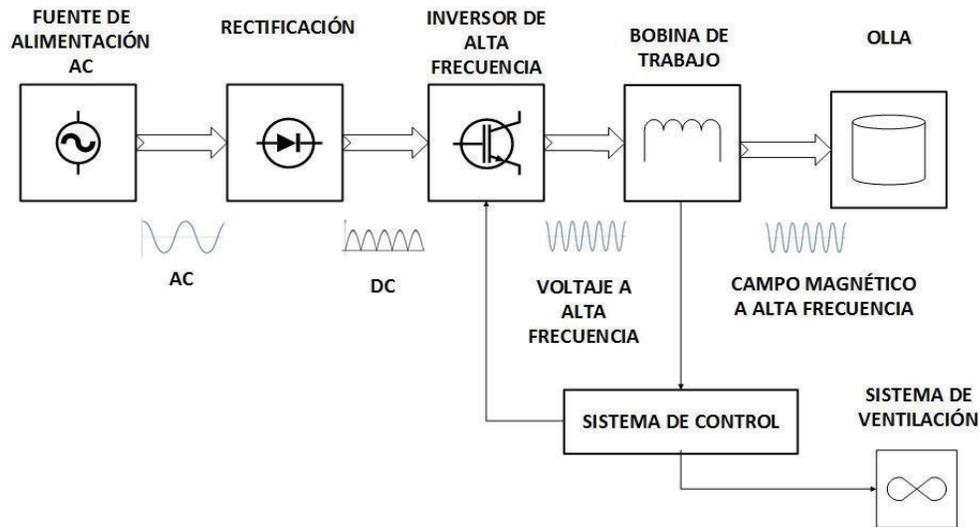


Figura 1.2. Diagrama a bloques de la cocina de inducción comercial

El proceso de conversión de energía eléctrica a energía calorífica en la cocina de inducción es la siguiente.

La energía eléctrica es tomada desde la red eléctrica y es de corriente alterna pasa a la rectificación a corriente continua, y es entregada a la etapa del inversor a alta frecuencia donde se produce un voltaje de alta frecuencia que es entregado a la bobina de trabajo, la misma que genera campo magnético de alta frecuencia que será inducido a la olla. Se genera el campo a alta frecuencia por lo dicho anteriormente por la penetración y resistencia equivalente del material, este inversor genera un voltaje a frecuencias entre los 20 a 30 KHz [4].

El recipiente a calentar debe estar construido por un material ferromagnético que permite tener una mejor disipación de calor, este material al estar expuesto a un campo magnético de alta frecuencia provoca la circulación de una corriente eléctrica la cual por efecto Joule comienza a disipar potencia en forma de calor.

Las cocinas de inducción comerciales tienen un sistema de control que lo emplean para la regulación de potencia que se entrega a los recipientes, también se emplea para la supervisión de la temperatura en la bobina de trabajo, puesto que entre esta bobina y el recipiente están separados por una lámina de vitrocerámica y se puede transferir calor por conducción en dirección del recipiente a la bobina de trabajo, por esta razón se debe proteger a la bobina de

temperaturas muy elevadas y se lo hace por medio del control de un sistema de ventilación a dicha bobina. Adicionalmente, el sistema de control regula el valor de la corriente que consume en toda la cocina en algunas marcas comerciales permite el funcionamiento de todas sus hornillas a niveles altos de potencia al mismo tiempo y otras marcas comerciales no lo permiten por razones de limitar el alto consumo de corriente de la cocina.

1.4.1 INVERSOR DE ALTA FRECUENCIA

Como se debe generar un campo magnético alternante en el tiempo con una frecuencia mucho mayor de la frecuencia existente en la red eléctrica, se utiliza para las cocinas de inducción comerciales residenciales a los inversores resonantes.

1.4.2 INVERSOR RESONANTE

Se llama inversor al convertidor estático de energía que convierte la corriente continua en corriente alterna simétrica a la magnitud y frecuencia deseada, gracias a esta forma de conversión se puede tener frecuencia fija y voltaje variable o frecuencia variable y voltaje fijo dependiendo de la aplicación.

Los inversores resonantes al estar constituidos por elementos pasivos como lo son bobinas (L) y capacitores (C) conectados tanto en serie como en paralelo conocidos como ramas LC y elementos electrónicos de potencia y mediante fuentes de alimentación en corriente continua (DC) generan una señal de onda cuadrada que producen en la rama LC que entre en resonancia dejando pasar la señal fundamental de la onda cuadrada, la cual es una onda senoidal, en otras palabras la rama trabaja como un filtro pasa bajos [6].

1.4.2.1 Topologías de inversores resonantes

Existen diversas topologías de inversores resonantes que se diferencian en el número de elementos electrónicos de potencia que lo conforman y la conexión de la carga ya sea serie o paralelo, las mismas que se presentan las siguientes figuras.

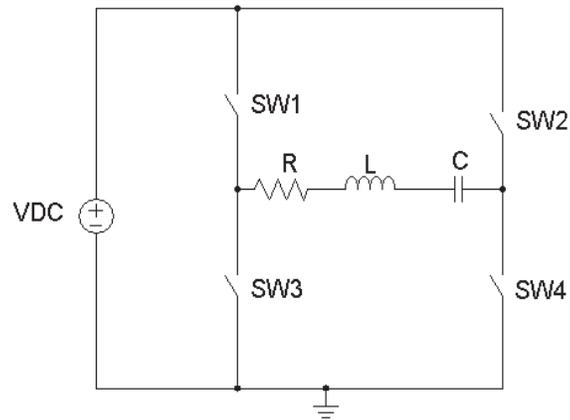


Figura 1.3. Inversor resonante tipo puente

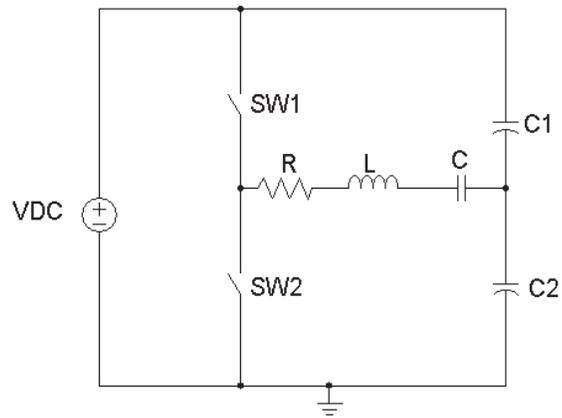


Figura 1.4. Inversor resonante medio puente

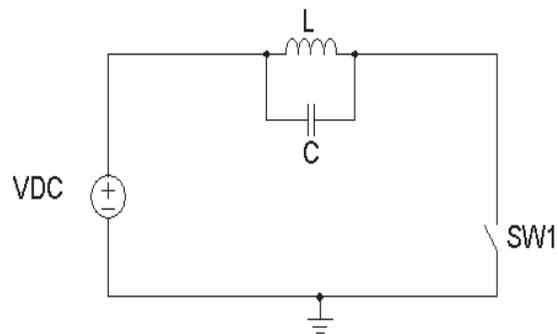


Figura 1.5. Inversor resonante cuasi-resonante

De los esquemas antes presentados las cocinas de inducción comerciales utilizan la topología del inversor cuasi-resonante. Esta topología presenta menos costos de producción dado que solo utiliza un elemento electrónico de potencia como conmutador.

1.4.3 COMPARACIÓN DE LAS DIFERENTES TOPOLOGÍAS DE INVERSORES RESONANTES

Los convertidores que poseen como carga circuitos LC sean serie o paralelo como son los inversores resonantes se los puede comparar puesto que el inversores cuasi-resonante tiene varias desventajas con el inversor tipo puente o medio puente, es decir, al tener una carga en paralelo y llegar a la impedancia de resonancia la corriente que circula por los elementos del inversor cuasi-resonante llega ser muy alta en comparación al inversor tipo puente que es una carga serie y la corriente no es tan elevada.

Los inversores resonantes tipo puente también presentan como desventajas al no poder regular el voltaje a su salida sin carga, es decir, al vacío, se tiene como ventaja al tener un capacitor en serie permite eliminar cualquier componente de corriente continua provocada por algún efecto de la conmutación de los elementos del puente [6].

1.4.4 RESONANCIA

Los circuitos resonantes o también son conocidos como sintonizados son compuestos por elementos pasivos como resistencias (R), inductancias (L) y capacitores (C). Que se caracterizan por tener una respuesta en frecuencia con la corriente o voltaje a la salida de dicho circuito como se observa en la Figura 1.6.

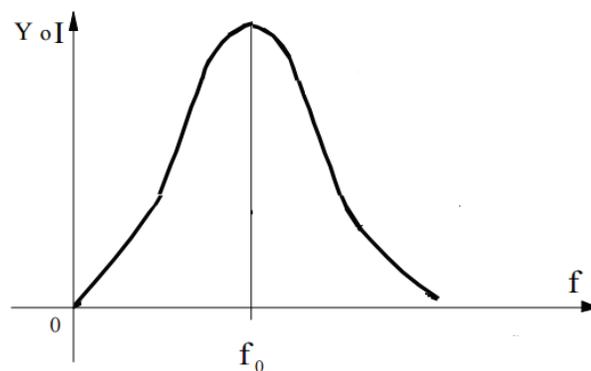


Figura 1.6. Curva de la admittance o corriente según la frecuencia [4]

Como podemos observar en la Figura 1.6. El circuito resonante entrega la máxima corriente o presenta mayor admitancia, en otras palabras, menor impedancia a una frecuencia (f_0) la cual se denomina frecuencia de resonancia.

Para obtener la frecuencia de resonancia de en circuitos RLC , se desprecia la resistencia equivalente del recipiente por ser muy baja pequeña, hay que tomar en cuenta la siguiente condición [7]:

$$X_L = X_C \quad (1.7)$$

Para determinar la frecuencia de resonancia en las cocinas de inducción comerciales que en su mayoría son constituidas por inversores cuasi-resonantes como se muestra en el Figura 1.7.

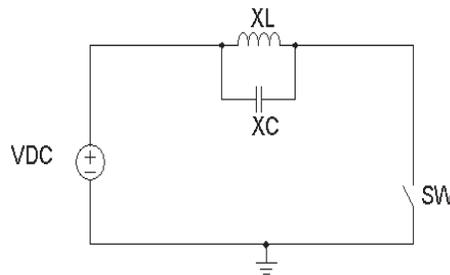


Figura 1.7. Inversor resonante cuasi-resonante

Se analiza cuando el conmutador está activado, es decir, switch on.

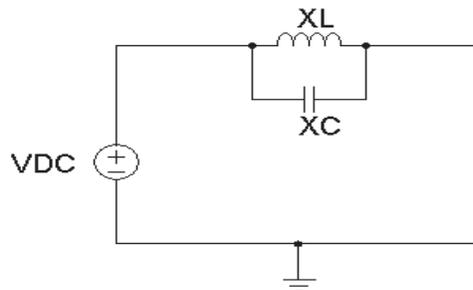


Figura 1.8. Conmutador activado

Ahora, según la condición de la Ecuación 1.7:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (1.8)$$

$$\omega = 2 \pi f \quad (1.9)$$

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}} \quad (1.10)$$

Dónde:

f : Frecuencia de resonancia del inversor, (Hz).

L : Valor de la inductancia.

C : Valor de la capacitancia.

En la Ecuación 1.10 se puede observar que la frecuencia de resonancia del conversor estático está en función de valor de la capacitancia e inductancia de los elementos pasivos que conforman el inversor cuasi-resonante.

1.5 MEDICIÓN DE FORMAS DE ONDA DE UNA COCINA COMERCIAL

Se realizaron mediciones de las formas de onda de una cocina comercial, que presentan nueve niveles de regulación de potencia en sus hornillas, la cual está constituida por inversor cuasi-resonante como se muestra en la Figura 1.9.

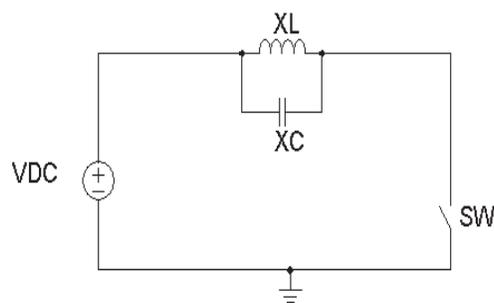
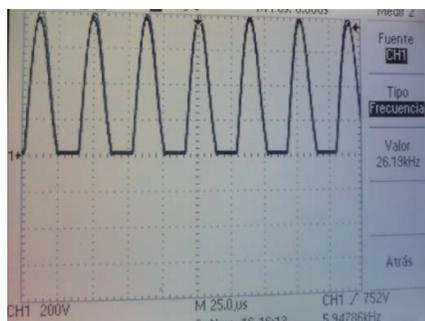


Figura 1.9. Cocina Inversor resonante cuasi-resonante

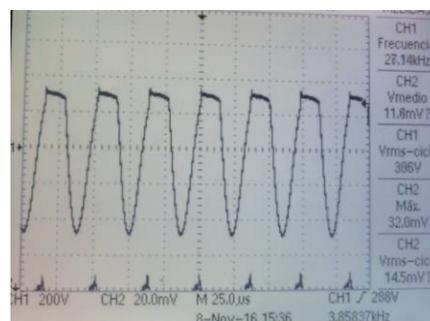


Figura 1.10. Hornilla de cocina de inducción comercial

Las formas de onda que fueron tomadas en el laboratorio son voltaje Colector - Emisor (VCE) del conmutador en el caso de esta cocina utiliza un IGBT, y el voltaje en la bobina de trabajo como se indican en la Figura 1.11.



a)



b)

Figura 1.11. a) Voltaje colector-emisor (VCE), b) Voltaje en el inductor

En la Tabla 1.3 se presentan los valores obtenidos en el laboratorio como son las señales de control PWM al elemento electrónico de potencia (switch) y también la señal del voltaje y frecuencia en la bobina de trabajo.

En el diseño del inversor cuasi-resonante se debe considerar la frecuencia de resonancia que se la pudo obtener bajo la medición en el voltaje de la bobina de trabajo, como ya se explicó para producir un calentamiento por inducción se debe tener un flujo magnético alternante a una alta frecuencia, eso quiere decir que el inversor debe generar un voltaje alterno a una alta frecuencia.

La relación de trabajo es del 40% de la señal de control PWM en todos los casos, así como la frecuencia de resonancia que es la misma que la frecuencia de conmutación del elemento de electrónica de potencia.

Tabla 1.3. Mediciones realizadas a la cocina de inducción comercial

Nivel de potencia	Bobina		Señal de control PWM	
	Frecuencia [kHz]	Voltaje [V]	Frecuencia [kHz]	% De relación de trabajo
1	25.9	310	25.9	40
2	26.46	310	26.5	40
3	26.47	311	26.5	40
4	26.7	335	27.8	40
5	27.1	295	27.47	40
6	26.11	332	26.46	40
7	25.56	347	25.6	40
8	24.6	353	24.8	40
9	23.75	372	23.9	40

1.6 REGULACIÓN DE POTENCIA DE UNA COCINA DE INDUCCIÓN COMERCIAL

Para un control mas específico de regulación de potencia consistiría en variar la frecuencia del campo magnético y con ello el cambio de la frecuencia de resonancia según se puede observar en la Ecuación 1.9, esto implicaría que se deben cambiar los elementos pasivos que conforman el inversor cuasi-resonante pero como estos elementos son diseñados a una frecuencia de resonancia determinada o única sería muy costoso en la producción de las cocinas de inducción estar cambiando los elementos pasivos. De las pruebas realizadas en el laboratorio se pudo constatar que la regulación de potencia realiza por medio de un control por ciclo integral.

1.6.1 CONTROL DE POTENCIA DE COCINAS DE INDUCCIÓN POR CICLO INTEGRAL

El control por ciclo integral es un método de regulación de potencia que se basa mediante un lapso de tiempo (tn) el interruptor se enciende dejando pasar potencia hacia la carga o lo que es numero determinados de ciclos de onda, mientras que durante un tiempo (tm) el interruptor se abre y no permite la entrega de potencia a la carga. En la Figura 1.12 se indica gráficamente el principio de este tipo de regulación de potencia que son aplicados a las cocinas de inducción comerciales.

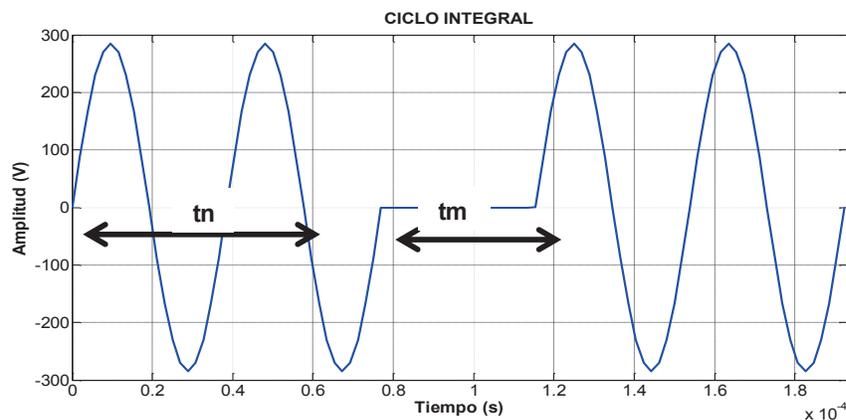


Figura 1.12. Forma de onda de control por ciclo integral

En las Figura 1.13 se muestra la señal de control a nivel tres de potencia de la hornilla. A requerimientos de usuario de mayor potencia el tiempo (tn) aumenta y el tiempo (tm) disminuye.

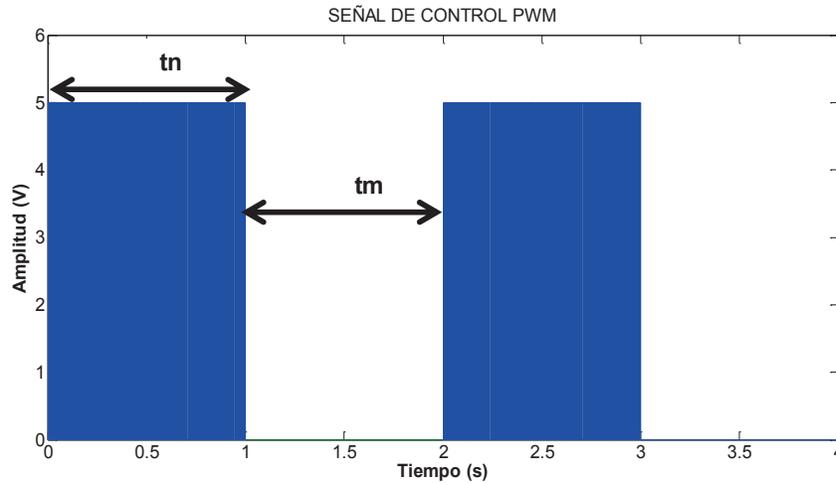


Figura 1.13. Señal de control de potencia a nivel tres de potencia

En el nivel máximo de potencia que entrega la cocina de inducción comercial estudiada, en este nivel el circuito de control no deja de conmutar al elemento electrónico de potencia a la frecuencia de resonancia, es decir, (t_m) tiende a ser cero.

1.7 SIMULACIÓN DE LA COCINA COMERCIAL

En la cocina de inducción comercial estudiada para la realización de la simulación se tiene las siguientes etapas:

- Etapa de rectificador de onda completa.
- Filtro LC .
- Inversor cuasi-resonante.

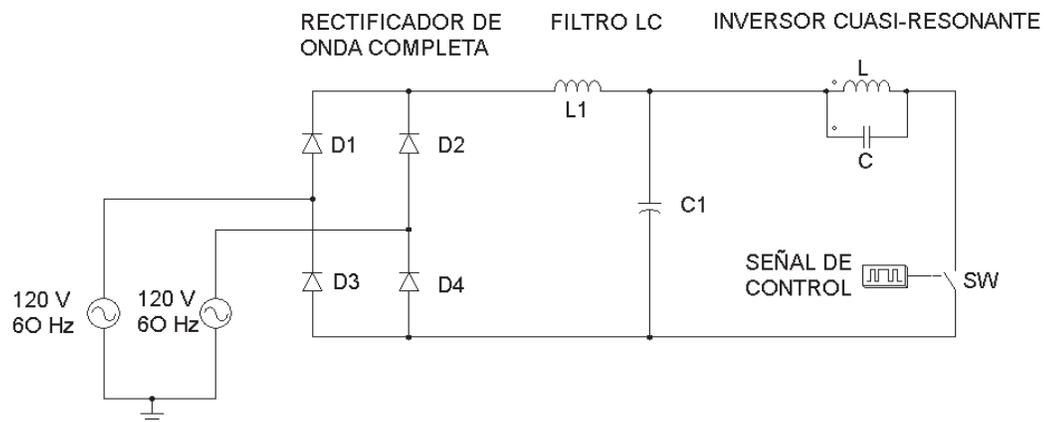


Figura 1.14. Esquema de simulación de cocina comercial

1.7.1 CÁLCULO DE PARÁMETROS PARA LA SIMULACIÓN DE LA COCINA DE INDUCCIÓN COMERCIAL

1.7.1.1 Cálculo de la inductancia de trabajo del inversor resonante

De los datos obtenidos en la placa de la cocina y según la Ecuación 1.11, se determinaron los parámetros del inversor cuasi-resonante.

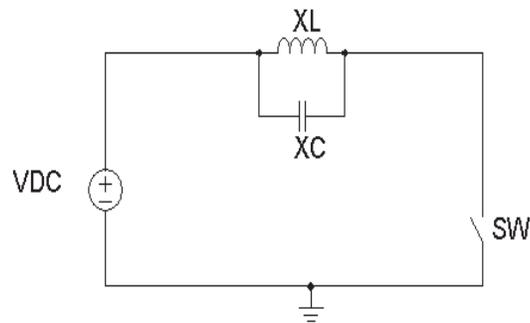


Figura 1.15. Inversor cuasi-resonante

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad (1.11)$$

Dónde:

f : Frecuencia de oscilación.

L : Valor de inductancia.

C : Valor de capacitancia.

Con un valor de la frecuencia de resonancia obtenido mediante las mediciones detalladas en la Tabla 1.3 la frecuencia es de 26 kHz y el valor del capacitor obtenido en la placa de la cocina que es de $0.3 \mu F$ como se muestra en la Figura 1.16, se estimará el valor de la inductancia.

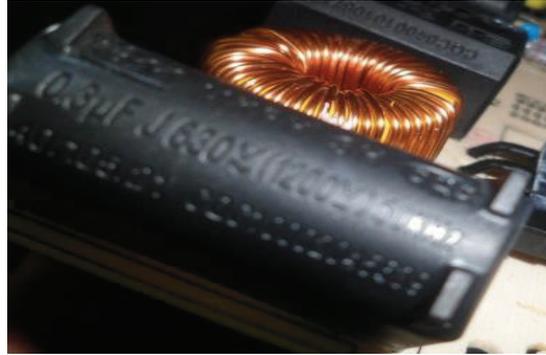


Figura 1.16. Capacitor del filtro resonante de la cocina de inducción comercial

$$L = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2\pi f} \right)^2 \quad (1.12)$$

$$L = \frac{1}{0.3 * 10^{-6}} \left(\frac{1}{2\pi 260000} \right)^2 \quad (1.13)$$

$$L = 124.9 \mu H \quad (1.14)$$

1.7.1.2 Cálculo de la inductancia del filtro LC

El filtro LC que integran la hornilla de la cocina de inducción es un filtro pasa bajos el cual tiene la función de mitigar la distorsión armónica que produce las cocinas de inducción.

La Ecuación 1.15 plantea el cálculo de la inductancia y capacitancia para el filtro LC [4].

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \quad (1.15)$$

Dónde:

f_c : Frecuencia de corte del filtro LC .

L : Valor de inductancia.

C : Valor de capacitancia.

En la Figura 1.17 se muestra el capacitor que es utilizado en este filtro por la cocina de inducción comercial y es de $5 \mu F$.



Figura 1.17. Capacitor del filtro LC de la cocina de inducción comercial

Para el cálculo del valor de la inductancia se tiene una frecuencia de corte tomada del diseño realizado en [4] que es de 20 kHz, para ello se emplea la Ecuación 1.16.

$$L = \frac{1}{C (f_c \pi)^2} \quad (1.16)$$

$$L = \frac{1}{5 * 10^{-6} (20 * 10^3 \pi)^2} \quad (1.17)$$

$$L = 0.05 \text{ mH} \quad (1.18)$$

1.7.2 SIMULACIÓN

Con los parámetros estimados mediante los cálculos y medidos de la cocina de inducción comercial, la Figura 1.18 presenta el esquema completo que se llevará en la simulación.

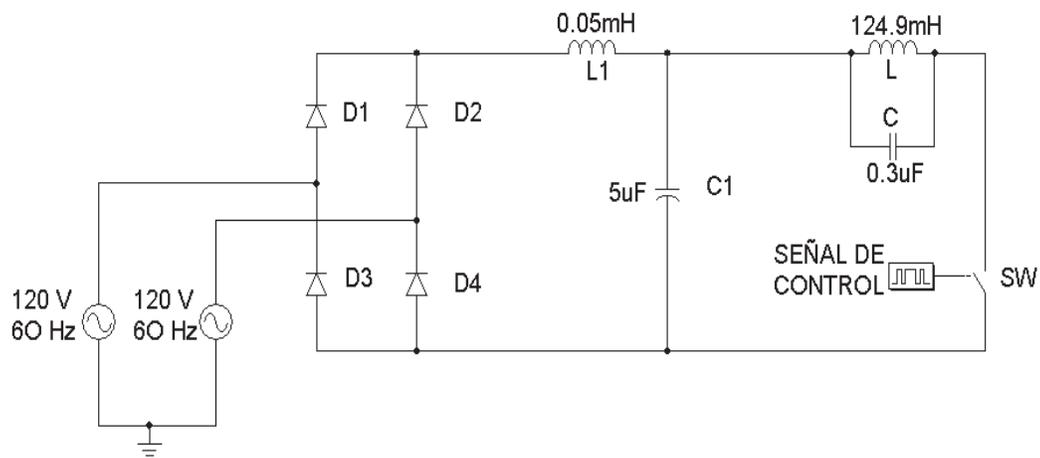


Figura 1.18. Esquema completa de la simulación

En la Tabla 1.4 se presentan los valores calculados de los parámetros de la cocina de inducción necesarios para la simulación.

Tabla 1.4. Valores para la simulación

Voltaje Fase- Neutro [V]	L1 [mH]	C1 [uF]	L [mH]	C [uF]	Frecuencia de resonancia [kHz]	Relación de trabajo [%]
120	0.05	5	124.9	0.3	26	40

Se presenta a continuación las formas de onda obtenidas en simulación de la cocina de inducción comercial mediante el software SIMULINK de MATLAB.

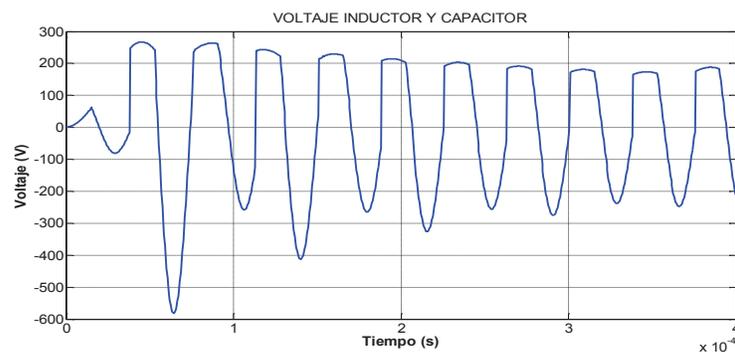


Figura 1.19. Voltaje en el inductor y capacitor del inversor cuasi-resonante

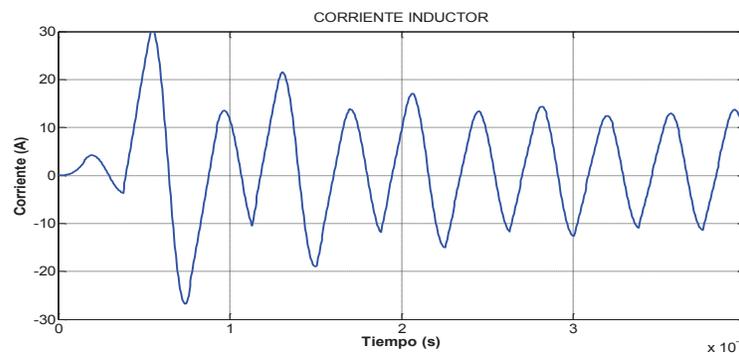


Figura 1.20. Corriente por en el inductor del inversor cuasi-resonante

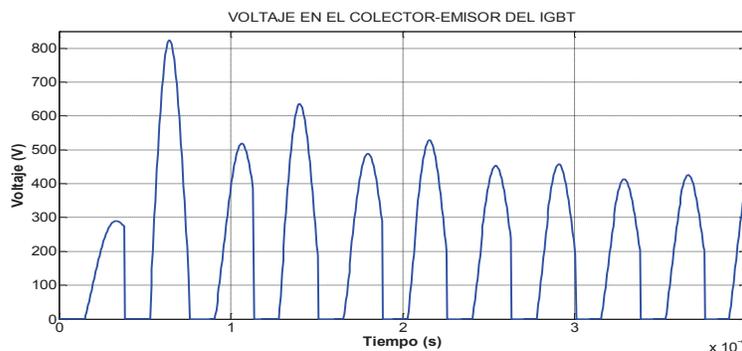


Figura 1.21. Voltaje Colector-Emisor del IGBT

La Figura 1.19 muestra que la rama LC conformado por la bobina de trabajo y el capacitor están conectados en paralelo y a través de la conmutación del elemento electrónico de potencia (*IGBT*) se produce el fenómeno de la resonancia generando un voltaje alterno muy parecido en forma de onda al voltaje medido en el laboratorio que se presenta en la Figura 1.11.

1.8 IMPACTO DE LA MASIFICACIÓN DE COCINAS DE INDUCCIÓN EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS DE DISTRIBUCIÓN.

Según la empresa EEQ en base a datos del 2013, los transformadores de distribución estaban utilizados en un 30% de su capacidad [8], es decir, estaban siendo subutilizados y aptos para el aumento de cargas eléctricas como cocinas de inducción residenciales con el fin de aumentar el factor utilización de los transformadores. El sobredimensionamiento de los transformadores es debido a la aplicación de normas que no se aplican a las necesidades de demanda de consumo eléctrico en nuestra ciudad.

Las diversas empresas eléctricas de las grandes ciudades de nuestro país deberán satisfacer la demanda de energía que se estima aumentará en los horarios 6:00-8:00, 11:00-13:00 y como horario más crítico de 18:00-20:00 al ser hora pico del sistema eléctrico, ya que en esas horas se prevé que se usarán las cocinas de inducción [8].

En el análisis de demanda para las cocinas de inducción se consideró una potencia nominal de 7.2 kW que representa a una cocina de inducción con cuatro quemadores y un horno eléctrico, esto fue lo que se planteó en plan de implementación de cocinas promovido por el Estado, la potencia de la cocina que se estima que se usará en un 80% de su potencia nominal y se prevé que el factor de utilización de los transformares de distribución aumentará de un 80% a 90% [8].

Con el propósito de analizar a las cocinas de inducción desde un punto de vista eléctrico se las denomina como cargas no lineales que pueden producir o insertan armónicos a la red de suministro eléctrico, este ingreso de armónicos provocan la distorsión tanto como a nivel de corriente o de voltaje dando varios problemas a la red eléctrica mencionados con anterioridad.

1.8.1 ARMÓNICO ELÉCTRICO

En la actualidad y la tendencia en el sistema eléctrico mundial es al aumento de uso de cargas no lineales como son: rectificadores, inversores, variadores de velocidad, hornos eléctricos e inducción, cocinas eléctricas e inducción y muchos dispositivos electrónicos que necesitan una conversión estática de energía eléctrica [9].

Las cargas no lineales son causantes de inyectar ondas de corriente periódicas no senoidales puras que están compuestas de una onda fundamental (que en el caso de nuestro país es de 60 Hz como se muestran en la Figura 1.23) y la suma de algunas ondas senoidales con una frecuencia múltiple entera de la frecuencia fundamental como indica la Figura 1.24.

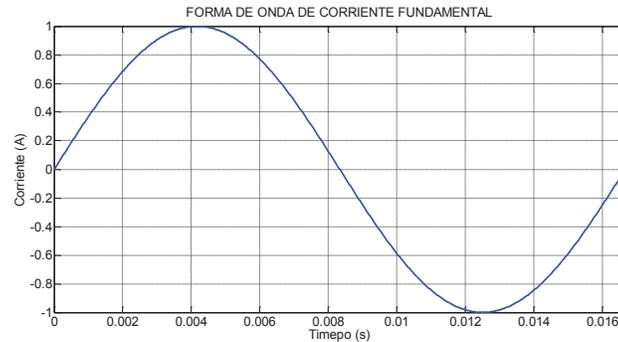


Figura 1.23. Forma de onda de corrente fundamental

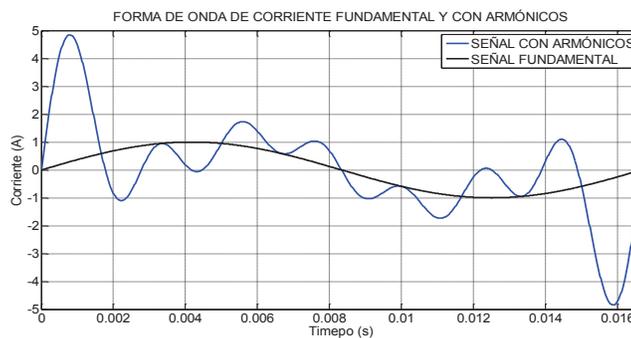


Figura 1.24. Forma de onda de corrente fundamental e com harmônicos

1.8.1.1 Tipos de harmônicos e suas denominações

Existem dois tipos de harmônicos independentemente de como se os produzca, estes são: harmônicos normais ou característicos e harmônicos não característicos ou não usuais. O primeiro tipo de harmônicos se origina por cargas não lineares ou a não linearidade de elementos elétricos e eletrônicos, enquanto que o segundo tipo de harmônico se origina por períodos transitórios e por desbalances em sistemas elétricos trifásicos.

Se denominam a os harmônicos que são múltiplos de 3 ($n=3, 6, 9, \dots$), como harmônicos triples e a os demais se os denomina como não triples, assim no caso os harmônicos de ordem ou múltiplos pares ($n=2, 4, 6$), se os denomina harmônicos pares e os demais como harmônicos ímpares.

Por último se tem harmônicos fluctuantes e não fluctuantes, se considera um harmônico não fluctuante aquele que mantém constante seu valor no tempo apesar de estarem em presença de variações da carga [10].

1.8.2 DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL

Es el valor porcentual que indica la cantidad de armónicos existen en una señal. Para la distorsión armónica presente en una señal de voltaje se la puede denotar THD (por sus siglas en inglés de Total Harmonic Distortion) y, del mismo modo, para una señal de corriente se la expresa como TDD (Total Demand Distortion).

1.8.2.1 Indicis de evaluación de la distorsión armónica

1.8.2.1.1 Factor de distorsión armónica de voltaje

Es la cantidad porcentual existente de distorsión armónica de voltaje en la fuente de alimentación, y se lo puede calcular como en la Ecuación 1.19 [11].

$$THD = \frac{\sqrt{\sum(V_i)^2}}{V_n} 100\% \quad (1.19)$$

Dónde:

V_i : Valor eficaz (RMS) del voltaje armónico "i" (para i=2, 3, 4....).

V_n : Voltaje nominal del punto de medición.

1.8.2.1.2 Factor de distorsión armónica de corriente

Es la cantidad porcentual existente de distorsión armónica de corriente que se produce y se inyecta a un sistema eléctrico y se lo puede calcular como se expresa en la Ecuación 1.20 [11].

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum(I_i)^2}}{I_n} 100\% \quad (1.20)$$

Dónde:

I_i : Valor eficaz (RMS) del armónico "i" de corriente (para i=2, 3, 4....).

I_n : Corriente nominal del punto de medición.

1.8.3 ESTÁNDARES EN LA REGULACIÓN DE ARMÓNICOS

Al ser la inyección de armónicos un problema muy serio en el sector de la calidad de la energía eléctrica a nivel internacional y local, se han propuesto normativas de regulación de la cantidad de distorsión armónica (TDD) aceptable en el sistema eléctrico, siendo algunas de ellas las siguientes:

- IEEE 519-1992
- IEEE 519-2014
- IEC 61000
- ARCONEL 004/15 (norma ecuatoriana).

1.9 MÉTODOS DE MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS

1.9.1 CANCELACIÓN POR CARGAS COMBINADAS

En los sistemas eléctricos de distribución varias cargas son alimentadas por un mismo transformador, tenemos que la corriente total del sistema es la suma de todas las corrientes individuales. Las mismas que contienen armónicos, así que se espera la eliminación de armónicos por las mismas cargas debido a la variedad existente en los ángulos y amplitud, por esta razón disminuyendo el nivel de distorsión armónica que llega al transformador [11].

1.9.2 FILTROS PARA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS

Una de las opciones para la mitigación de la distorsión armónica son los filtros, existen tres tipos de filtros que se detallan a continuación.

1.9.2.1 Filtros pasivos

Son los filtros que están constituidas por elementos pasivos como resistencias, inductores y capacitores los cuales se deben ajustar a la frecuencia o múltiplo del armónico que se desea eliminar. Existen varias configuraciones que se proceden a detallar. El orden del filtro viene dado por el número de elementos pasivos almacenadores de energía como son inductores y capacitores que lo conforman.

1.9.2.1.1 Filtro pasivo serie

Es la configuración donde el filtro se conecta en serie con la carga como se puede observar en la Figura 1.25, y presenta como desventaja un aumento de la potencia reactiva y disminución del consumo energético en la carga, por lo que se presenta bajos factores de potencia al utilizar estos filtros.

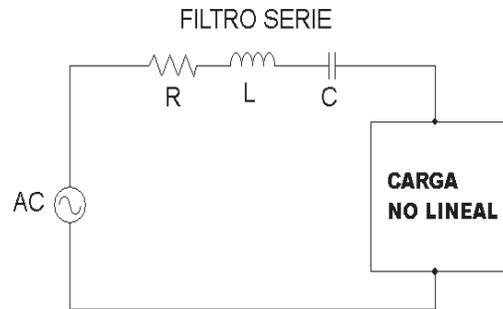


Figura 1.25. Filtro pasivo serie conectado a la carga

1.9.2.1.2 Filtro pasivo paralelo

En esta configuración el filtro se conectan en paralelo con la carga como indica la Figura 1.26, son muy utilizados puesto que se presentan como ventaja la facilidad en el diseño de sus elementos, y presenta como desventaja principal aumento en el consumo energético del usuario al ser un carga más conectada al suministro eléctrico.

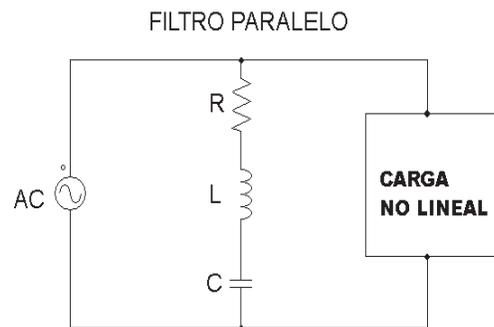


Figura 1.26. Filtro pasivo paralelo conectado a la carga

1.9.2.2 Filtro activo

Los filtros activos son también denominados acondicionadores de armónicos, se los llaman así porque son capaces de eliminar armónicos de una forma inmediata

que son producidos por las cargas, es decir, siempre están registrando y analizando los armónicos generados por la carga no lineal, en la Figura 1.27 se presenta un esquema de conexión del filtro [12].

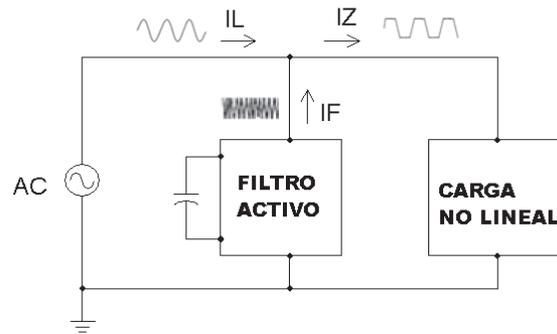


Figura 1.27. Esquema de conexión del filtro activo [12]

En base a la ley de corrientes de Kirchhoff [13] se puede entender de una forma general el funcionamiento del filtro, la Ecuación 1.21 representa la suma de las corrientes.

$$I_L(t) = I_Z(t) - I_F(t) \quad (1.21)$$

Dónde:

I_L : Corriente de línea.

I_Z : Corriente de la carga.

I_F : Corriente generada por el filtro activo.

Se puede decir que el filtro activo es capaz de generar e inyectar los armónicos de corriente producidos por la carga de igual magnitud y fase para su cancelación en el nodo de acoplamiento.

1.9.2.2.1 Elementos en un filtro activo.

Los filtros activos se comprenden de tres etapas fundamentalmente las cuales son.

Etapa de medición que se encarga de la adquisición de variables eléctricas de las carga como lo son corrientes y voltaje de la carga y corriente generada por el mismo filtro.

Etapa de potencia es la encargada de generar e inyectar las corrientes de compensación para la eliminación de armónicos esto se lo puede realizar por medio de un inversor y a través de una interfaz conformada por un inductor y resistencia. El inversor puede ser monofásico o trifásico dependiendo de la carga a mitigar en la Figura 1.28 se muestra un filtro activo conexión paralelo para una carga monofásica.

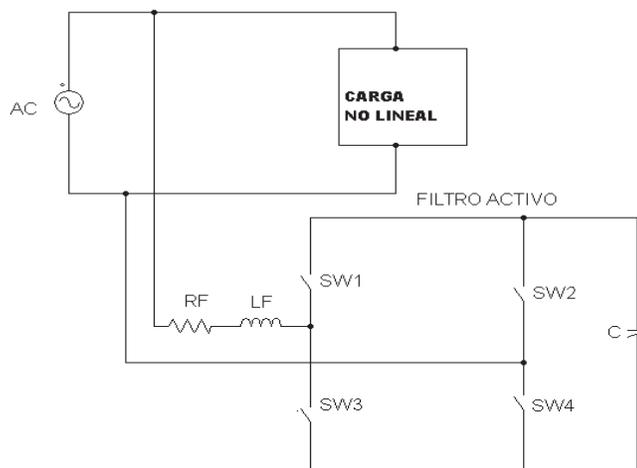


Figura 1.28. Filtro activo monofásico conectado a la carga

Y por último se tiene la etapa de control la cual es la encargada de procesar las señales tomadas por la etapa de medición y tomar las acciones de regulación para la modulación en la etapa de potencia a través del inversor.

1.9.2.3 Filtros híbridos

Este tipo de filtros se los puede definir como la combinación de los filtros pasivos y activos son muy utilizados por motivos de redundancia ya que filtros activos son muy susceptibles a daños, por lo que se opta la implementación a una carga no lineal los filtros híbridos.

En la Figura 1.29 se presenta el esquema de un filtro híbrido constituido por un filtro pasivo y activo en conexión paralela a la carga. Su funcionamiento es muy

simple el filtro pasivo debe ser sintonizado a la frecuencia del armónico predominante existente en la corriente generada por la carga no lineal para garantizar la eliminación de dicho armónico, mientras tanto el filtro activo actúa para el resto de armónicos presentes en la onda de la corriente.

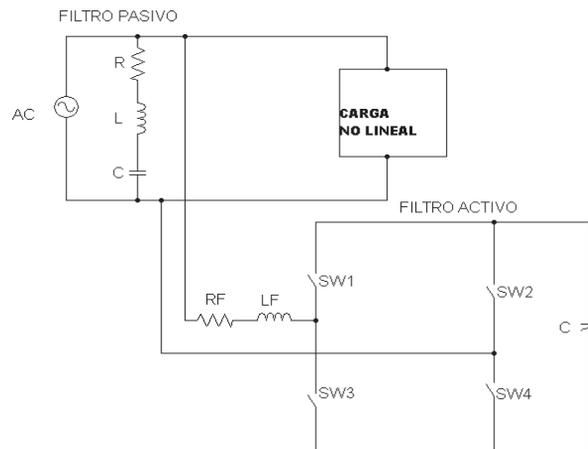


Figura 1.29. Filtro híbrido

1.10 SISTEMAS DE CONTROL

1.10.1 CONTROL EN CASCADA

En muchas aplicaciones de control a un sistema se tiene la exigencia de la aplicación sistema de control en cascada, de una manera simple se lo puede definir como la configuración que presenta en su esquema de control dos reguladores o controladores, uno se lo denomina controlador maestro y el otro como controlador esclavo. Los dos controladores tienen su propia retroalimentados. Este tipo de control proporciona una dinámica más rápida y estable del sistema a lazo cerrado.

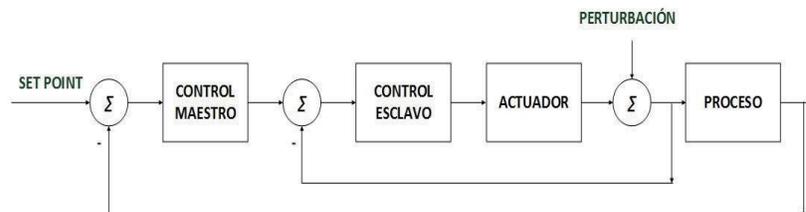


Figura 1.30. Diagrama de bloques de control en cascada

El controlador maestro es el encargado de generar la referencia del controlador anidado llamado controlador esclavo. Como se puede observar en la Figura 1.30. Al tener alguna perturbación en el lazo regulado por el esclavo, este regular es capaz de establecer su variable a la referencia inmediatamente sin provocar ninguna acción de control por medio del maestro.

Como característica de este esquema de control, en muchas aplicaciones los actuadores y procesos tienden a tener una variación de la ganancia estática o parámetros no considerados en la modelación y diseño de los controladores, por lo que el regulador maestro corrige dichas variaciones mejorando y prolongando la vida útil del sistema de control. Como limitación para la uso de un control en cascada puede ser en algunos procesos que no se pueden medir o registrar todas las variables [14].

Como principales criterios para diseño de los reguladores en cascada se debe tener:

- La sintonización del esclavo es independiente del controlador maestro.
- El maestro sus parámetros depende del lazo de control anidado dominado por el esclavo.
- El esclavo debe tener mayor respuesta en frecuencia que el maestro.

1.10.2 CONTROLADOR PID

Los controladores PID es la técnica de control muy utilizada en el ámbito industrial y educativo debido que presentan buenas respuesta y facilidad como en su diseño y su implementación. La Ecuación 1.22 indica la expresión matemáticamente del controlador PID y la Figura 1.31 presenta el diagrama a bloques del controlador [15].

$$u_{(t)} = k_p e_{(t)} + \frac{k_p}{T_i} \int e_{(t)} dt + k_p T_d \frac{d}{dt} e_{(t)} \quad (1.22)$$

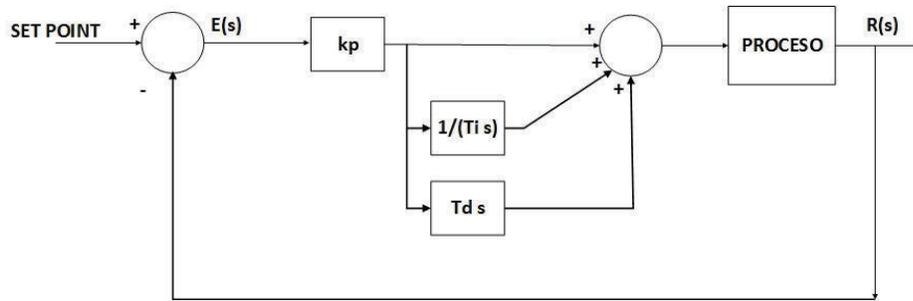


Figura 1.31. Diagrama de bloques del controlador PID en un proceso

Dependiendo del proceso y criterios de diseño que se aplique el controlador se puede diseñar las diferentes variables del controlador PID como son: P, PI, PD. En este proyecto está propuesto el diseño y simulación del controlador tipo PI.

1.10.2.1 Control PI

Se defiende al controlador PI (proporcional-integral), como uno de los controladores más usados en la industria este compensador tiene la forma en función de transferencia en la Ecuación 1.23.

$$G_{c(s)} = k_p \left(1 + \frac{1}{t_i s} \right) \quad (1.23)$$

A este regulador su acción de control se la puede entender para el caso de tener un error distinto de cero, si el error es positivo la parte integral tiene una acción de control creciente y en el caso contrario que el error es negativo su acción de control es decreciente [15]-[16].

1.10.3 CONTROL POR SMC

El control SMC de sus siglas en inglés Sliding Mode Control y en español como Control por Modos Deslizantes. Es una técnica de control robusto para sistemas no lineales, para estos sistemas que en su modelación generalmente se omite algunas consideraciones haciendo al control por SMC muy aplicable para ese tipo de sistemas [17].

A esta técnica de control se la puede considerar como una señal de conmutación a alta frecuencia que lleva a la variable a una región conocida como superficie de

deslizamiento ($s_{(t)}$), a esta superficie se la establece mediante los criterios del diseñador para que cumpla las condiciones de control [18]-[19].

La gran robustez del control SMC se debe por la discontinuidad de su acción de control aumentando su rendimiento en rechazo a perturbaciones y también a cambios de parámetros que pueden existir en el sistema [18]-[20].

1.10.3.1 Superficie en modos deslizantes

En [18] define la superficie de deslizamiento como el área donde el error del sistema estará y se lo define como:

$$s_{(t)} = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^n \int e_{(t)} dt \quad (1.24)$$

Dónde:

$e_{(t)}$: Es el error que presenta en sistema o la diferencia entre la referencia y la variable controlada.

n : El orden del sistema a controlar.

λ : Constante de sintonización estrictamente positiva dada por el diseñador.

1.10.3.2 Existencia de la superficie de deslizamiento

Para la existencia de la superficie de deslizamiento se debe tomar las siguientes condiciones:

$$s_{(t)} = 0 \quad (1.25)$$

$$\frac{ds_{(t)}}{dt} = 0 \quad (1.26)$$

Siempre que cumplan las condiciones indicadas en las Ecuaciones 1.25 y 1.26. Se garantiza que el sistema se está desarrollando sobre la superficie de deslizamiento, en otras palabras, el error es cero.

Como en todos los sistemas de control tiende a evolucionar fuera de la superficie de deslizamiento, en este caso se debe aplicar la acción de control $u_{(t)}$. En la Ecuación 1.27 se puede entender la forma discontinua y en la Figura 1.32 se presenta la forma de la acción de control [19].

$$u_{(t)} = \begin{cases} u^+ & \text{para } s_{(t)} > 0 \\ u^- & \text{para } s_{(t)} < 0 \end{cases} \quad (1.27)$$

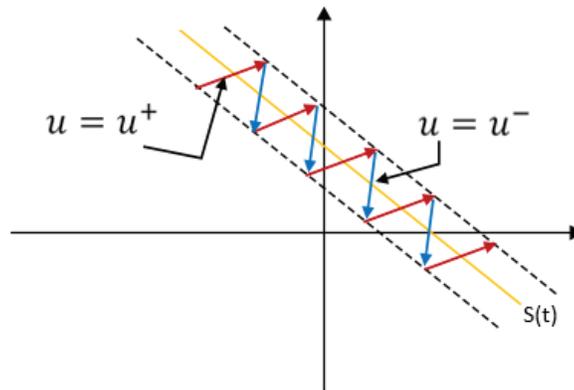


Figura 1.32. Acción de control en la superficie de deslizamiento [19]

1.11 ERRORES E ÍNDICES DE DESEMPEÑO

1.11.1 ERROR CUADRÁTICO MEDIO

El error cuadrático medio es un valor que indica la desviación existente entre dos señales variantes en el tiempo. Para el caso en los sistemas de control que las referencias y las variables de regulación son cambiantes en el tiempo se habla de variables no lineales y se puede medir dicha desviación por medio de este índice que se obtiene mediante la Ecuación 1.28 [21].

$$E_c = \sqrt{\frac{\sum_1^n (S_{ref} - S_{salida})^2}{n(n-1)}} \quad (1.28)$$

Dónde:

S_{ref} : Señal de referencia.

S_{salida} : Señal de salida del sistema de control.

n : Número de muestras.

1.11.2 INDICE DEL ERROR ABSOLUTO

El índice del error absoluto (IEA) se lo define matemáticamente por la Ecuación 1.29, la que indica o mide el rendimiento del sistema de control, se lo aplica para comparar diversas técnicas de control aplicadas a un mismo proceso. Para la comparación a este índice de varios calculados se dice que una técnica de control tiene mejor rendimiento al valor más pequeño [20].

$$\text{IEA} = \int_0^{\infty} |e_{(t)}| dt \quad (1.29)$$

Dónde:

$e_{(t)}$: Error del sistema de control.

CAPÍTULO 2

CARACTERIZACIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE CORRIENTE

En este capítulo se presenta los efectos de la distorsión armónica en los sistemas eléctricos, las normativas que rigen la inyección de armónicos y la caracterización de la distorsión armónica producida por tres cocinas de inducción comerciales.

2.1 EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA PRODUCIDA POR LAS COCINAS DE INDUCCIÓN EN UN SISTEMA ELÉCTRICO RESIDENCIAL

El aumento de las cargas no lineales en los sistemas eléctricos da como consecuencia la inyección de una cantidad considerable de armónicos tanto de voltaje como de corriente que puede presentar una contaminación en la red eléctrica.

Hace algunos años atrás la principal fuente de armónicos que se tenía eran las industrias, ya que las mismas al realizar un producto deben emplear maquinas eléctricas, por ejemplo, hornos de inducción, accionamientos y variadores de velocidad para motores eléctricos. Siendo todas consideradas como cargas no lineales que provocan una considerable cantidad distorsión armónica que se envía a la red eléctrica.

Por otro lado, en el sector doméstico, el gobierno nacional está promoviendo la masificación de cocinas de inducción que constan de convertidores estáticos de energía eléctrica que podrían provocar un decremento en la calidad de la energía eléctrica en las redes de baja tensión.

Los principales problemas incurridos por la inyección de armónicos en la red del sistema eléctrico residencial debido a las cocinas de inducción son la distorsión de la forma de onda tanto de voltaje como de corriente, problemática que puede conllevar a las consecuencias [22]:

- Interferencias a equipos y sistemas de telecomunicaciones (ruido eléctrico), conocidas como interferencia electromagnética (EMI).
- Perturbaciones en equipos electrónicos de informática, control y regulación.
- Pérdida de confiabilidad en el sistema de potencia.
- Sobrecalentamiento de conductores y equipos.
- Pérdidas de potencia en equipos del sistema eléctrico de distribución residencial.
- Bajo factor de potencia y operación inadecuada de transformadores de distribución.
- Mediciones imprecisas de energía y potencia.
- Incremento del costo de la energía por fallas de medición.
- Des-calibración de protecciones por el aumento de corrientes RMS.
- Torque oscilatorio para motores de ascensores.
- Probable resonancia con la impedancia del sistema eléctrico provocando cortes de energía.

Para tratar de contrarrestar estos problemas causados por la distorsión armónica, el presente proyecto analiza el contenido armónico que generan las cocinas de inducción comerciales y se proponen técnicas de mitigación para esta problemática.

2.2 ANALIZADOR DE RED

Los analizadores de red son instrumentos de medida, programables, que permiten medir, calcular y registrar distintos parámetros eléctricos en sistemas monofásicos, trifásico balanceados o trifásicos desbalanceados con neutro [23]; En la Figura 2.1 se presenta al analizador de red utilizado para las mediciones propuestas en este proyecto.



Figura 2.1. Analizador de red

2.2.1 CARACTERISTICAS GENERALES

- Instrumento portátil.
- Medición de los principales parámetros eléctricos en redes monofásicas, trifásicas balanceadas o desbalanceadas con o sin neutro, como son: Voltaje, corriente, potencia.
- Cálculo de distorsión armónica tanto de corriente y voltaje.
- Cálculo de consumo de energía.

2.3 INSTALACION ELÉCTRICA RESIDENCIAL PARA LAS COCINAS DE INDUCCIÓN

La cocina de inducción al no ser una carga eléctrica convencional con un factor de utilización alto. Para su instalación eléctrica se necesita un circuito de alimentación directo llamado circuito expreso, que consiste desde un sistema monofásico de 3 hilos a 220 voltios con su respectivo interruptor termo-magnético

de protección [24]. En la Figura 2.2 se muestra la instalación eléctrica del circuito expreso para la cocina de inducción.



Figura 2.2. Instalación de circuito expreso para la cocina de inducción residencial

De la cocina de inducción que se estudió sus partes constitutivas se observa que la conexión del cable del neutro se está utilizando como tierra conectado al chasis de la cocina, para evitar alguna derivación de la corriente eléctrica que pueda afectar a los usuarios.

2.4 PARAMETROS ELÉCTRICOS EN LAS COCINAS DE INDUCCIÓN

El presente proyecto tiene como objetivo el análisis de la distorsión armónica de corriente generadas por cocinas de inducción comerciales, sin embargo, para realizar una mejor caracterización se tomará adicionalmente las mediciones de otros parámetros eléctricos como son:

- Corriente de línea.
- Voltaje de alimentación.
- Factor de potencia.
- Potencia aparente (S), activa (P) y reactiva (Q).
- Distorsión armónica de corriente (TDD).

2.4.1 COCINAS DE INDUCCIÓN COMERCIALES UTILIZADAS PARA LA MEDICION DE PARÁMETROS

Con el propósito de realizar las mediciones representativas con el instrumento (analizador de red) y así caracterizar la distorsión armónica de corriente, se han

realizado mediciones en tres cocinas de inducción comercial. Adicionalmente, en la Tabla 2.1 se presentan datos de las tres cocinas de inducción mencionadas.

Tabla 2.1. Datos de las cocinas de inducción

Marca	Marca A	Marca B	Marca C
Número de hornillas	4	4	4
Horno eléctrico	No	No	Si
Niveles de potencia en cada hornilla	9	10	10

Cabe mencionar que las cocinas anteriores no permiten encender las 4 hornillas a máximo nivel de potencia al mismo tiempo con el fin de limitar la circulación de corrientes excesivas en circuito de la instalación eléctrica.

2.5 ESTUDIO DE LAS NORMATIVAS

2.5.1 NORMATIVA DEL ARCONEL

En nuestro país Ecuador la entidad reguladora en lo relacionado a la calidad del servicio eléctrico tanto en el ámbito industrial como residencial es el ARCONEL (Agencia de Regulación y Control de Electricidad). Para brindar una apropiada calidad del servicio de la energía eléctrica, el mismo ARCONEL controla los siguientes aspectos:

- 1) Calidad del producto:
 - Nivel de voltaje.
 - Perturbaciones de voltaje.
 - Factor de potencia.
- 2) Calidad del servicio técnico:
 - Frecuencia de interrupciones.
 - Duración de interrupciones.

3) Calidad del servicio comercial:

- Atención de solicitudes.
- Atención de reclamos.
- Errores en medición y facturación.

La normativa del ARCONEL-004/15 se atribuye la regulación de distorsión de voltaje como se muestra en la Tabla 2.2 [25], la cual clasifica por el voltaje nominal de la carga y el nivel del armónicos permitido dependiendo el orden del mismo, por lo que esta normativa no se puede aplicar para la regulación de distorsión armónica de corriente que es un objetivo de este proyecto.

Tabla 2.2. Niveles máximos de armónicos de voltaje (% del voltaje nominal)

Orden de la Armónica	Medio Voltaje (0.6kV ≤ Vn < 40kV)	Alto Voltaje 40kV ≤ Vn
<i>Armónicas Impares No Múltiplos de 3</i>		
5	5	2
7	4	2
11	3	1.5
13	2.5	1.5
$17 \leq n < 49$	$1.9 \frac{17}{n} - 0.2$	$1.2 \frac{17}{n}$
<i>Armónicas Impares Múltiplos de 3</i>		
3	4	2
9	1.2	1
15	0.3	0.3
21	0.2	0.2
$21 \leq n < 45$	0.2	0.2
<i>Armónicas Pares</i>		

2	1.8	1.4
4	1	0.8
6	0.5	0.4
8	0.5	0.4
$10 \leq n < 50$	$0.25 \frac{10}{n} + 0.22$	$0.19 \frac{10}{n} + 0.16$
<i>THD (%)</i>	6.5	3

2.5.2 NORMATIVA DE LA IEEE

El Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de sus siglas en inglés IEEE ha normado hace muchos años atrás la inyección de distorsión armónica tanto como de voltaje (THD) y de corriente (TDD), por este motivo es la reglamentación que se usará para determinar los niveles permitidos de distorsión armónica que deben inyectar las cocinas de inducción comercial.

En la Tabla 2.3 se presenta en cantidad porcentual el TDD y la presencia de cada uno de los armónicos con respecto a la señal fundamental que son permitidos inyectar al sistema eléctrico de alimentación desde 120 V a 69kV.

Tabla 2.3. Porcentaje de la distorsión armónica para sistemas de 120 V a 69kV [26]

Máximo porcentaje de distorsión armónica de la carga						
Orden individual del armónico						
$\frac{I_{sc}}{I_L}$	$3 \leq n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n < 50$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Dónde:

P_{cc} : Punto de acoplamiento común.

I_{sc} : Corriente de corto circuito en el punto de acoplamiento.

I_L : Corriente de carga de demanda máxima en el PCC bajo condiciones normales de operación de carga.

Las Tabla 2.3 caracteriza la distorsión armónica de corriente para cada carga según la potencia que consume mediante la relación de la corriente de corto circuito en el punto de acoplamiento (PCC) y la corriente máxima de demanda de la carga.

2.5.2.1 Punto de acoplamiento (PCC)

Según la normativa de la IEEE el punto de acoplamiento es el lugar eléctricamente más cercano a la carga que se analizar, en este punto se podrían tener otras cargas conectadas. Para la ubicación del PCC se lo considera aguas arriba de la instalación a analizar.

Al PCC se recomienda ubicar dependiendo la clase de usuario del suministro eléctrico, por ejemplo, a los usuarios industriales que tiene un transformador dedicado solo para su planta se sitúa el punto de acoplamiento en el lado de alto voltaje y a los usuarios comerciales que utilizan un transformador de servicio común se localiza en el punto de bajo voltaje, es decir, en el secundario del transformador de distribución en la Figura 2.3 muestra en diagrama unifilar donde se puede tomar el punto de acoplamiento para estos dos clases de usuarios [26].

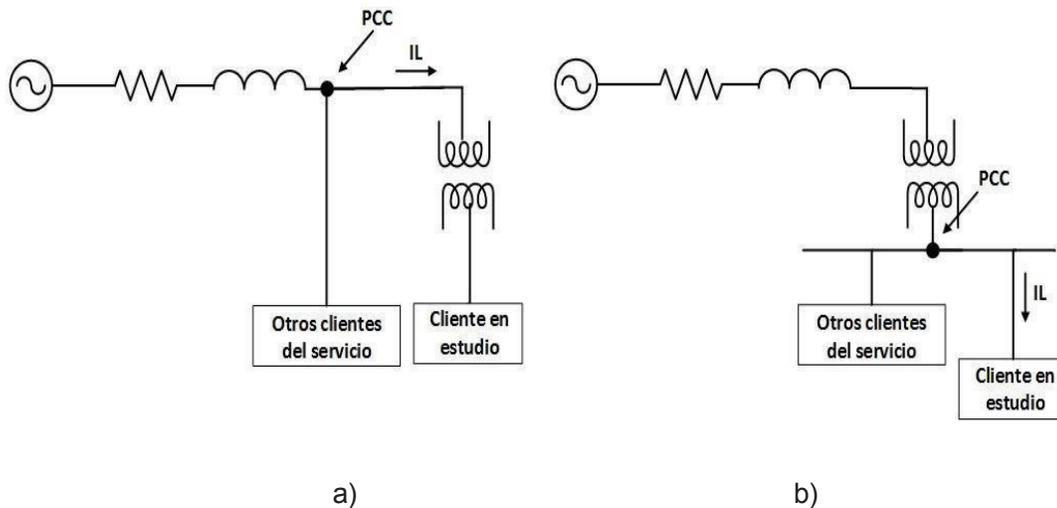


Figura 2.3. Localización del PCC a) Usuarios industriales en el lado de Alto Voltaje, b) Usuarios comerciales en el lado de Bajo Voltaje [26]

2.5.2.2 Corriente de corto circuito

Se consideran como la corriente de muy alto valor, y se la calcula para el dimensionamiento de protecciones por posibles fallas en el sistema eléctrico, con el fin de aplicar la normativa de la IEEE es necesario estimar esta corriente en el punto de acoplamiento común.

2.5.2.3 Cálculo de la corriente de corto circuito

Primero se definirá el PCC, como las cocinas de inducción residenciales son de uso de clientes comerciales y se conectan directamente al secundario del transformador de distribución debido a la gran potencia que consumen.

Para estimar la corriente de corto circuito de un transformador de distribución, se toma mediante datos Empresa Eléctrica Quito [27] de un transformador utilizado para usuarios comerciales que utilizan cocinas de inducción ubicado en el sur de la ciudad. En la Figura 2.4 se muestra la ubicación y la Tabla 2.4 muestra los datos eléctricos del transformador de distribución que se utilizará como ejemplo.

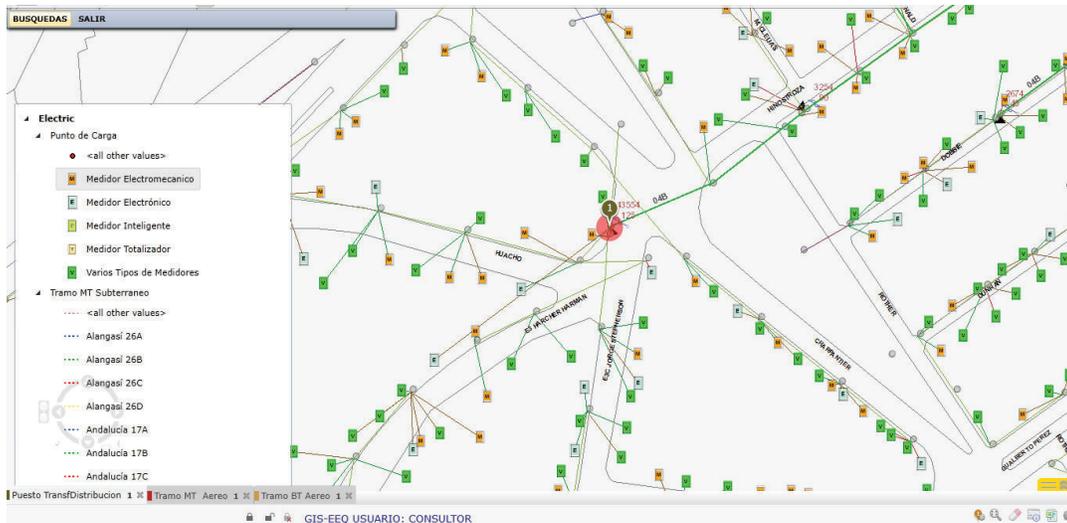


Figura 2.4. Ubicación del transformador de distribución [26]

Tabla 2.4. Datos eléctricos del transformador de distribución

Subtipo	Voltaje en el primario	Voltaje de línea en el secundario	Potencia
Transformador trifásico en poste	6.3 [kV]	220 [V]	125 [kVA]

De la Ecuación 2.1 se puede determinar la corriente de corto circuito en el lado de bajo voltaje de un transformador [28].

$$I_{SC} = \frac{100 S}{\sqrt{3} V_s V_{CC}} \quad (2.1)$$

Dónde:

I_{SC} : Corriente de corto circuito en el secundario, (kA).

S : Potencia del transformador, (kVA).

V_s : Voltaje de lineal del secundario, (V).

V_{CC} : Voltaje de corto circuito del transformador, (%).

El porcentaje de voltaje de corto circuito de los transformadores de media y baja tensión está normalizado según la potencia del mismo [29], la Tabla 2.5 indica estos valores.

Tabla 2.5. Porcentaje de voltaje de corto circuito según la potencia del transformador

Potencia del transformador, [kVA]	≤ 630	800	1000	1250	1600	2000
Voltaje de corto circuito V_{CC} , [%]	4	4.5	5	5.5	6	7

Para el transformador de distribución que se está estudiando el porcentaje de voltaje de corto circuito es del 4%. Ya con todos los datos necesarios se procede al cálculo de la corriente de corto circuito en el punto de acoplamiento.

$$I_{sc} = \frac{100 \cdot 125}{\sqrt{3} \cdot 220 \cdot 4} \quad (2.2)$$

$$I_{sc} = 8.2 \text{ kA} \quad (2.3)$$

2.6 MEDICIÓN Y RESULTADOS

2.6.1 ESQUEMA DE CONEXIÓN DEL ANALIZADOR DE RED

Como ya se mencionó con anterioridad la cocina de inducción tiene una conexión monofásica a tres hilos y como instrumento de medida se tiene un analizador de red que presenta la facilidad de configuración para diversas formas de conexión de las cagas en la Figura 2.5 se muestra la conexión utilizada para la medición de los parámetros eléctricos en las cocinas de inducción comerciales. La conexión del instrumento es para la medición de las corrientes y el voltaje entre los tres hilos conductores.

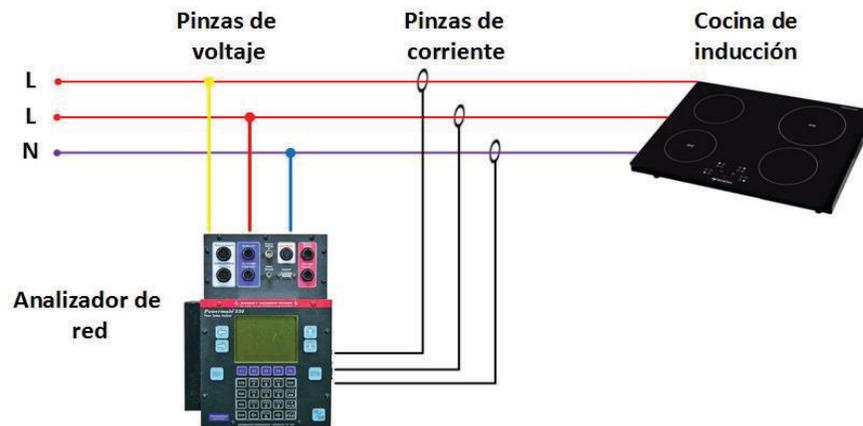


Figura 2.5. Esquema de conexión analizador de red cocina de inducción

2.6.2 RESULTADOS DE LA MEDICIÓN

En los anexos A se presentan las tablas con datos de los parámetros eléctricos obtenidos mediante el analizador de red a las tres cocinas de inducción comercial indicadas con anterioridad.

En los datos obtenidos es relevante mencionar que la circulación de la corriente solo existe entre las fases y nulidad de la corriente por el neutro, cabe mencionar que en las corrientes la presencia de únicamente armónicos impares. Esto se debe a que la forma de onda de la corriente producida por las cocinas es de simetría impar. Por medio del análisis de Fourier de una onda periódica simetría impar se determina solo la existencia de armónicos impares [30].

$$I_L = \begin{cases} \sum_{n=1..}^{\infty} \frac{2 I_f}{n\pi} \sin(n\omega t) & n = 1,3,5 \dots \\ 0 & n = 2,4,6 \dots \end{cases} \quad (2.4)$$

Dónde:

I_f : Valor eficaz de la corriente fundamental.

ω : Frecuencia fundamental, (rad/s).

n : Múltiplo entero del orden del armónico.

I_L : Corriente total de la carga no lineal.

En la Figura 2.6 se indica las formas de corriente inyectadas por las tres cocinas de inducción utilizadas y en la Figura 2.7 se muestra el espectro de armónicos obtenido tomadas mediante el analizador de red.

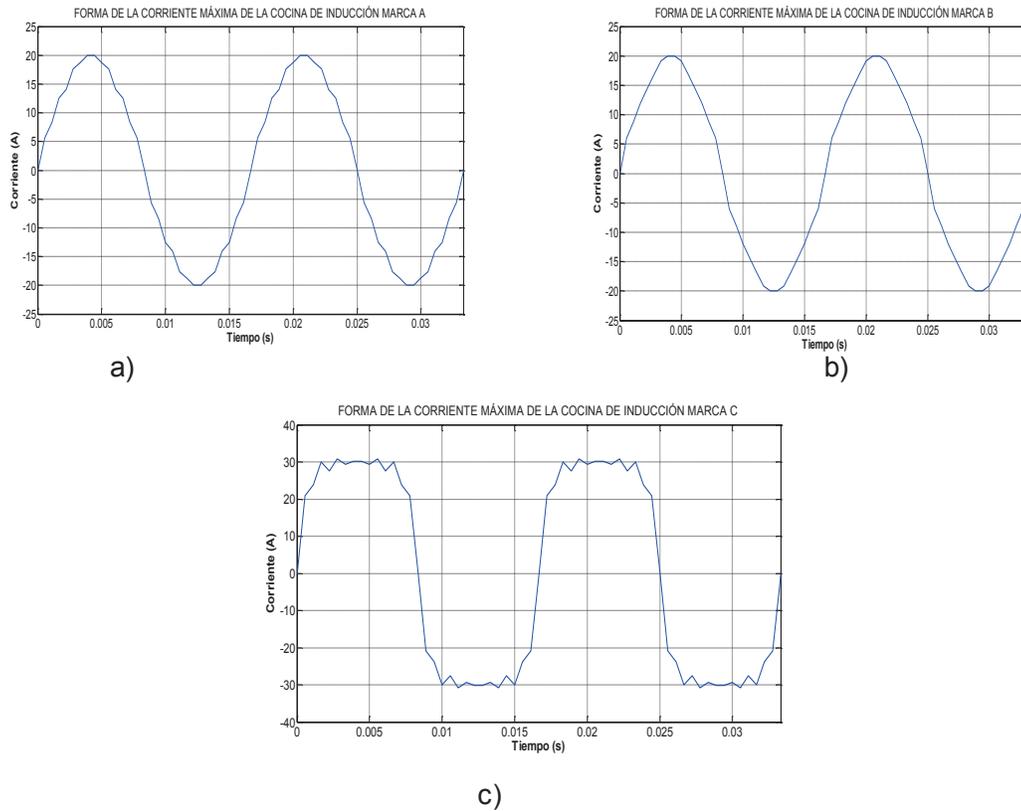
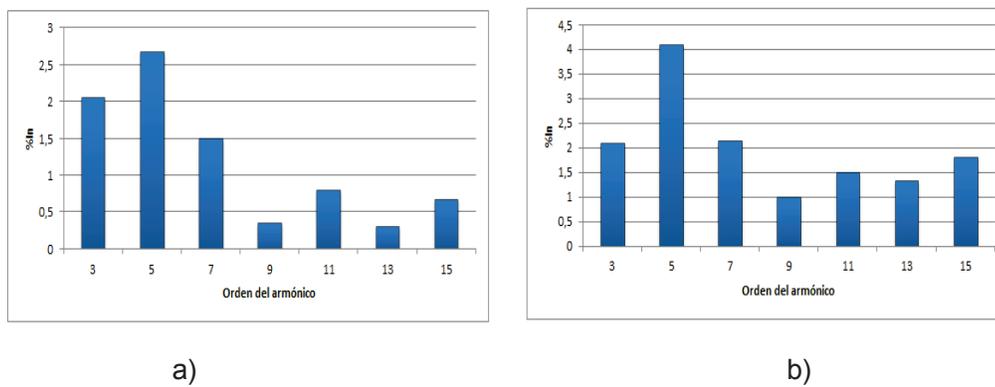
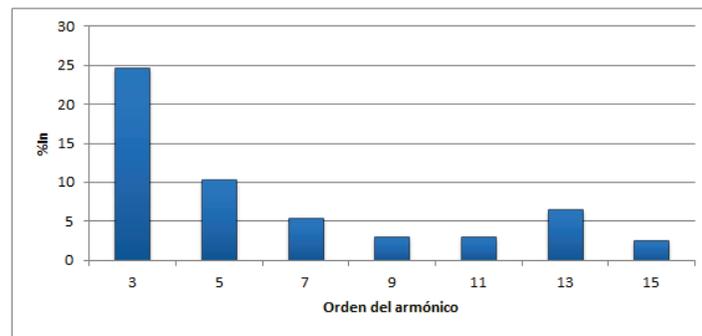


Figura 2.6. Forma de onda de la corriente de las cocinas de inducción comercial
 a) Marca A, b) Marca B y c) Marca C





c)

Figura 2.7. Espectro de armónicos de la corriente máxima producida por las cocinas de inducción

a) Marca A, b) Marca B y c) Marca C

2.6.2.1 Aplicación de la Normativa

Para la aplicación de la normativa de la IEEE Standard 519-2014, en base a los datos adquiridos por medio del analizador de red que son corriente máxima y distorsión armónica de corriente (TDD) a las tres cocinas de inducción comerciales a diferentes perfiles de funcionamiento se debe tener en cuenta las siguientes consideraciones y pasos.

- Corriente de corto circuito en el punto de acoplamiento (PCC) determinada con anterioridad, (8.2 kA).
- Corriente máxima de la cocinas de inducción, es decir, el mayor número de hornillas encendidas a máxima potencia.
- Calcular la relación de corriente de corto circuito en el punto de acoplamiento con corriente máxima de las cocinas de inducción.
- Con el valor de la relación nos referiremos a la Tabla 2.3 y ubicaremos en la fila correspondiente a la carga para observar si cumple o no la normativa.

2.6.2.1.1 Cocina de inducción marca A

En el caso de esta marca comercial el máximo consumo de corriente que permite es de 14.7 A con un TDD de 4.66%.

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{8200}{14.7} = 557.8 \quad (2.5)$$

La relación obtenida en la Ecuación 2.5 ubica en la Tabla 2.3 la cocina de inducción de marca comercial A con un límite de TDD del 15%, por consiguiente, esta marca comercial aprueba la norma de la IEEE utilizada en este proyecto.

2.6.2.1.2 Cocina de inducción marca B

La marca B su corriente máxima tiene un valor eficaz de 14.5 A con un TDD de 7.6%.

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{8200}{14.5} = 565.5 \quad (2.6)$$

De la misma manera que el caso de la cocina de inducción marca A y la marca B debe cumplir un máximo TDD del 15% y presenta un TDD del 7.6%, así que esta marca también califica la normativa de la IEEE.

2.6.2.1.3 Cocina de inducción marca C

Con respecto a la marca C la corriente a máxima potencia tiene como valor eficaz de 25.93 A con una distorsión armónica de corriente (TDD) igual a 28.9%.

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{8200}{25.93} = 316.2 \quad (2.7)$$

Según la relación encontrada en la Ecuación 2.7 y la normativa de control de armónicos de la Tabla 2.3 esta marca comercial no debería superar un TDD del 15%, y como ya se mencionó su TDD es 28.9%, por esta razón no aprueba la normativa de la IEEE Standard 519-2014.

Mediante el análisis y aplicación de la norma de la IEEE a las tres marcas comerciales se observa que la marca C no aprobó dicha normativa, por lo tanto, en los siguientes capítulos de este proyecto se enfocarán en esta carga no lineal donde se analizará y se diseñará los filtros para la mitigación de la distorsión armónica de corriente.

CAPÍTULO 3

MITIGACIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE CORRIENTE

En el presente capítulo se detalla, diseña y se prueba su funcionamiento a través de simulación de los filtros pasivos, activos e híbridos propuestos para la mitigación armónica de corriente producida por las cocinas de inducción comercial.

3.1 DISEÑO DE FILTROS PASIVOS

En el Capítulo 2 se han documentado los armónicos generados por distintas cocinas de inducción comerciales. Uno de los métodos más comunes para la mitigación de armónicos de corriente consiste en el uso de filtros pasivos por medio de redes LC colocados en paralelo con la carga como lo indica la Figura 3.1. Esta clase de filtros son aplicables a cargas no fluctuantes, una carga no fluctuante es aquella que estabiliza su consumo de corriente en un periodo de tiempo.



Figura 3.1. Conexión del filtro pasivo

Como se mencionó anteriormente la conexión de alimentación eléctrica de las cocinas de inducción es un sistema monofásico a tres hilos, de modo que se propone una rama LC para cada línea y utilizando como punto común de conexión al neutro, en la Figura 3.2 se indica la configuración del filtro pasivo para esta carga no lineal.

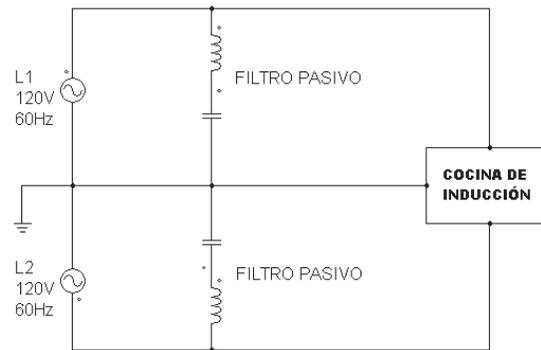


Figura 3.2. Conexión del filtro pasivo a un sistema monofásico a tres hilos [31]

Verificando el consumo de corriente de la cocinas de inducción como una carga no fluctuante, es decir, se estabiliza el consumo de corriente. Para la sintonización de los parámetros del filtro pasivo en esta configuración, se inicia por el cálculo de impedancia de la red LC .

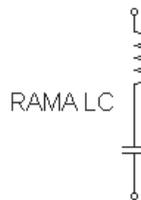


Figura 3.3. Filtro pasivo LC

$$z_{LC} = 0 + j \left(2 \pi f n L - \frac{1}{2 \pi f n C} \right) \quad (3.1)$$

Dónde:

f : Frecuencia fundamental de la onda.

n : Múltiplo entero de la frecuencia fundamental u orden del armónico que se desea eliminar.

L : Valor de la inductancia del filtro (H).

C : Valor del capacitor del filtro (F).

Como siguiente paso se aplica el concepto de resonancia, el cual indica la parte imaginaria de la impedancia del filtro en la frecuencia de resonancia va llegar al

valor de cero, por ende, debemos igualar a cero la parte imaginaria de la impedancia de la red.

$$j z_{LC} = 0 \quad (3.2)$$

$$j \left(2 \pi f n L - \frac{1}{2 \pi f n C} \right) = 0 \quad (3.3)$$

$$2 \pi f n L = \frac{1}{2 \pi f n C} \quad (3.4)$$

$$L C = \frac{1}{(2 \pi f n)^2} \quad (3.5)$$

En la Ecuación 3.5 se tiene dos incógnitas, los valores del capacitor y del inductor que conforman el filtro, es así que para el diseño es recomendable asumir un valor de capacitor y así emplear la Ecuación 3.6 para encontrar el valor de la inductancia.

$$L = \frac{1}{(2 \pi f n)^2 C} \quad (3.6)$$

Según lo anteriormente mencionado, para el diseño del filtro pasivo se ha seleccionado un capacitor de $100 \mu F$ al ser un valor estándar, por otro lado, cabe mencionar que en este tipo de filtros se busca mitigar los armónicos más representativos generados por las cocinas de inducción comerciales que como se han visto son el tercero y quinto ($n=3, 5$).

La Tabla 3.1 presenta los valores de la inductancia y la capacitancia determinada por la Ecuación 3.6.

Tabla 3.1. Valores del filtro pasivo serie LC

Múltiplo entero del armónico (n)	Capacitor (C) [μF]	Inductor (L) [mH]
3	100	7.8
5	100	2.8

Con los valores obtenidos de los elementos pasivos del filtro como son los capacitores e inductores, cabe recalcar que cada uno de los filtros son sintonizados a una única frecuencia u orden del armónico que se desea mitigar.

3.1.1 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO PASIVO

Se procede a realizar el análisis en el dominio de la frecuencia para los filtros diseñados, mediante el siguiente análisis matemático utilizando el circuito de la Figura 3.4.

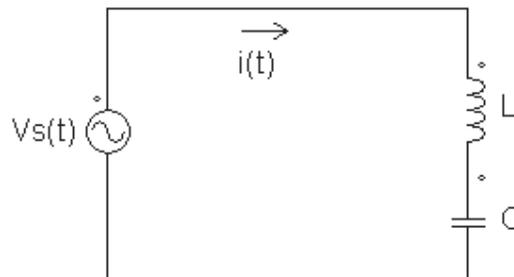


Figura 3.4. Circuito eléctrico analizado

Con el circuito eléctrico se procede a determinar la función de transferencia de corriente del circuito sobre voltaje de alimentación.

Como primer paso en el circuito aplicamos la ley de voltajes de KIRFCHOF [13].

$$v_{s(t)} = L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (3.7)$$

A la Ecuación 3.7 se aplica la transformada de Laplace.

$$V_{s(s)} = L s I(s) + \frac{1}{sC} I(s) \quad (3.8)$$

Por último se obtiene la función de transferencia del filtro pasivo.

$$G(s) = \frac{I(s)}{V_{s(s)}} = \frac{sC}{LCs^2 + 1} \quad (3.9)$$

Para obtener la frecuencia de resonancia del filtro en radianes se utiliza la Ecuación 3.10.

$$\omega = 2 \pi f n \quad (3.10)$$

Dónde:

ω : Frecuencia de resonancia, (rad/s).

f : Frecuencia fundamental de la onda, (Hz).

n : Múltiplo entero de la frecuencia fundamental u orden del armónico que se desea eliminar.

Se puede verificar la respuesta en frecuencia de los 3 filtros diseñados para diferente frecuencia para la eliminación de armónicos mediante las gráficas en diagramas de Bode (Ver Figura 3.4). La Tabla 3.2 expone las funciones de transferencia obtenidas con los valores de la Tabla 3.1 así como la frecuencia de resonancia para dichas funciones.

Tabla 3.2. Funciones de transferencia y frecuencia de resonancia de filtros pasivos diseñados

Múltiplo entero del armónico (n)	Función de transferencia del filtro pasivo	Frecuencia de resonancia del filtro [rad/s]
3	$G_{(s)} = \frac{100 * 10^{-6}s}{7.8 * 10^{-7}s^2 + 1}$	1131
5	$G_{(s)} = \frac{100 * 10^{-6}s}{2.8 * 10^{-7}s^2 + 1}$	1885

En las Figura 3.5 se observa la respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia de la los filtros.

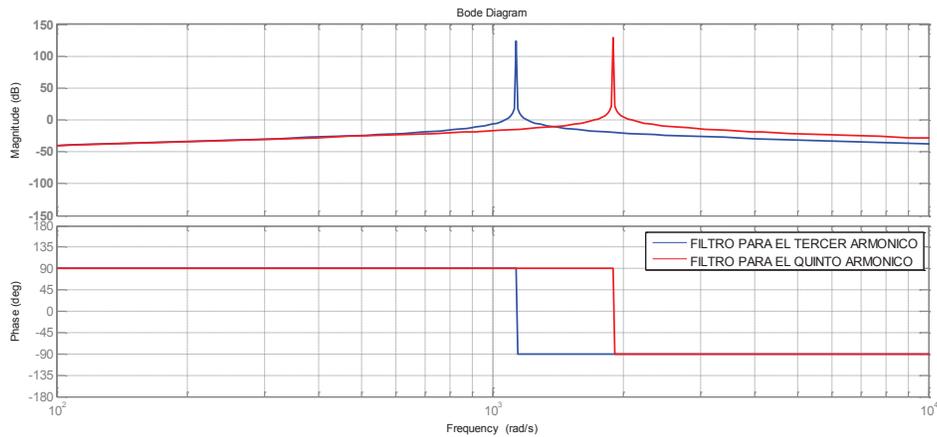


Figura 3.5. Respuesta en frecuencia de los dos filtros diseñados

Mediante el análisis en dominio de la frecuencia por medio del diagrama de bode los filtros diseñados entran en resonancia según sea el orden o frecuencia que fueron sintonizados.

3.1.2 FACTOR DE CALIDAD

En general todos los inductores presentan un valor de resistencia que aparece por la propia resistencia del cable que es construido, disminuyendo el rendimiento del filtro, el circuito completo del filtro es una rama RLC como se puede ver en la Figura 3.6.



Figura 3.6. Rama RLC del filtro pasivo conexión paralelo

Por eso la necesidad de determinar el valor de resistencia que debe ser construido el inductor. Se determina el factor de calidad (Q) de un filtro pasivo por medio de la Ecuación 3.11 [31].

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \quad (3.11)$$

Dónde:

L: Valor de la inductancia del filtro (H).

C: Valor del capacitor del filtro (F).

R: Valor de la resistencia del filtro (Ω).

El factor de calidad para filtro pasivo debe estar en un rango de $20 < Q < 100$ [31], para el diseño de los filtros pasivos se escoge un valor de calidad de 90. La Tabla 3.3 presenta los valores completos de los elementos pasivos que conforman los filtros diseñados.

Tabla 3.3. Valores de los elementos pasivos diseñados

Múltiplo entero del armónico (n)	Capacitor (C) [μF]	Inductor (L) [mH]	Resistencia (R) [Ω]
3	100	7.8	0.098
5	100	2.8	0.058

3.2 CRITERIOS Y ESPECIFICACIONES PARA LA SIMULACIÓN

Para la comprobación del funcionamiento de todos los filtros diseñados se procederá mediante el software SIMULINK de MATLAB®, en dicho programa computacional se han modelado el sistema de control, sistema de potencia y, se realizó una aproximación de la corriente medida de la marca comercial C que no aprobó la normativa de la IEEE. Se propone los siguientes casos de estudio para la verificación del correcto funcionamiento de los filtros diseñados.

Caso 1: Una hornilla pequeña encendida a nivel de potencia 1.

Caso 2: Una hornilla pequeña encendida a nivel de potencia 10.

Caso 3: Las cuatro hornillas encendidas a la vez a nivel de potencia 1.

Caso 4: Las cuatro hornillas encendidas a la vez a nivel de potencia 10.

La Figura 3.7 presenta como ejemplo a la corriente de línea y el espectro de armónicos desde SIMULINK para este caso 1.

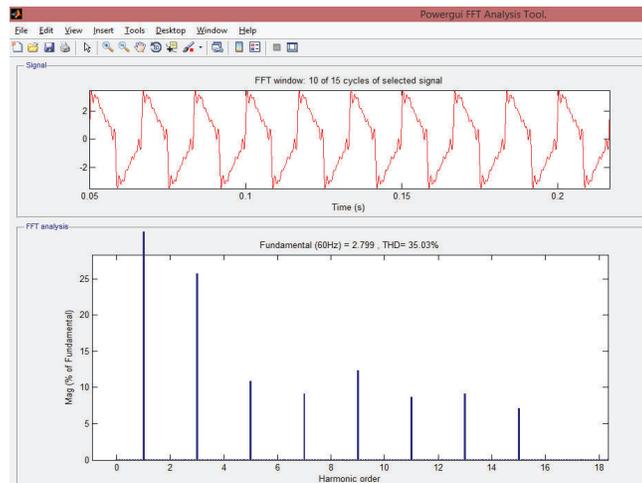


Figura 3.7. Forma de corriente y espectro de armónicos para el caso 1

En la Tabla 3.4 se presenta los valores de la corriente de línea y TDD para los casos propuestos.

Tabla 3.4. Corriente de línea y TDD para los casos propuestos

CASO	CORRIENTE LINEA [A]	TDD [%]
1	1.97	35.03
2	5.66	21.43
3	3.71	35.03
4	25.98	28.86

También es de suma importancia considerar la presencia porcentual en la corriente de línea de todos los armónicos que se producen para cada uno de los casos propuestos para la simulación de los filtros.

Tabla 3.5. Valores porcentuales de armónicos

CASO	Orden del armónico						
	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°
1	25.76	10.89	9.14	12.33	8.70	9.10	7.11
2	12.50	8.41	7.89	4.10	4.08	5.49	7.56
3	24.34	10.29	8.64	11.64	8.22	8.60	6.72
4	24.86	10.51	5.50	3.13	3.03	6.61	3.46

3.2.1 SIMULACION DEL FILTRO PASIVO

En la Figura 3.8 se presenta el esquema empleado en el simulador y se muestra el funcionamiento del filtro pasivo en formas de onda tanto la señal filtrada como la señal sin filtrar y sus análisis de Fourier para cada caso propuesto.

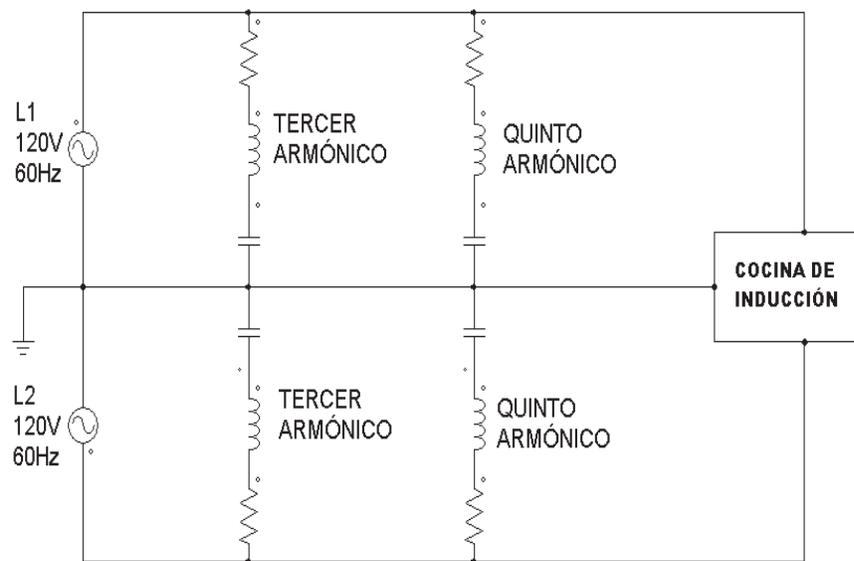


Figura 3.8. Esquema de simulación del filtro pasivo

3.2.2 CASO 1

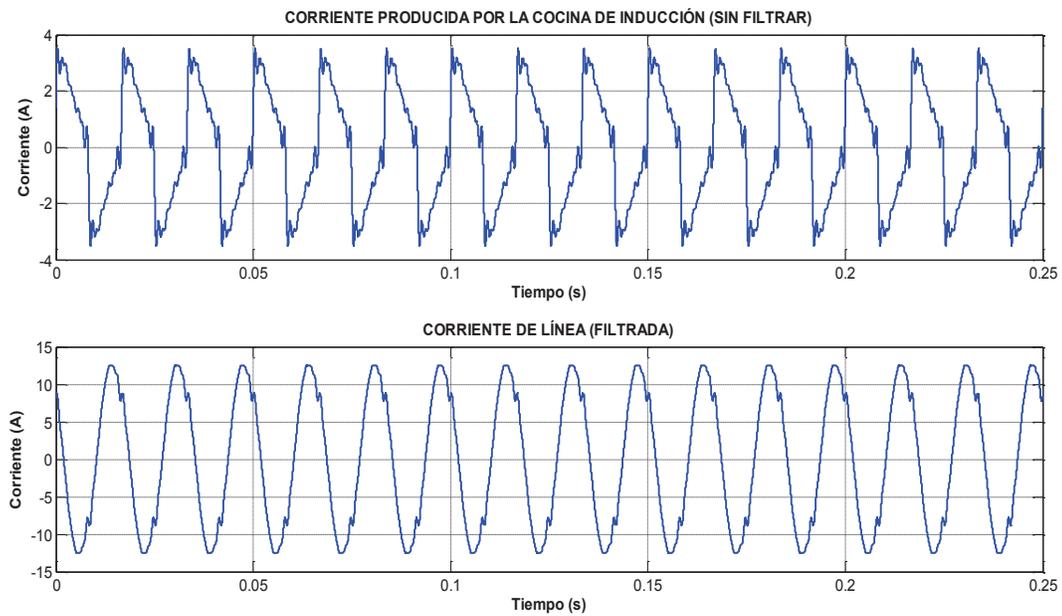


Figura 3.9. Forma de onda de corriente filtrada y sin filtrar para el caso 1

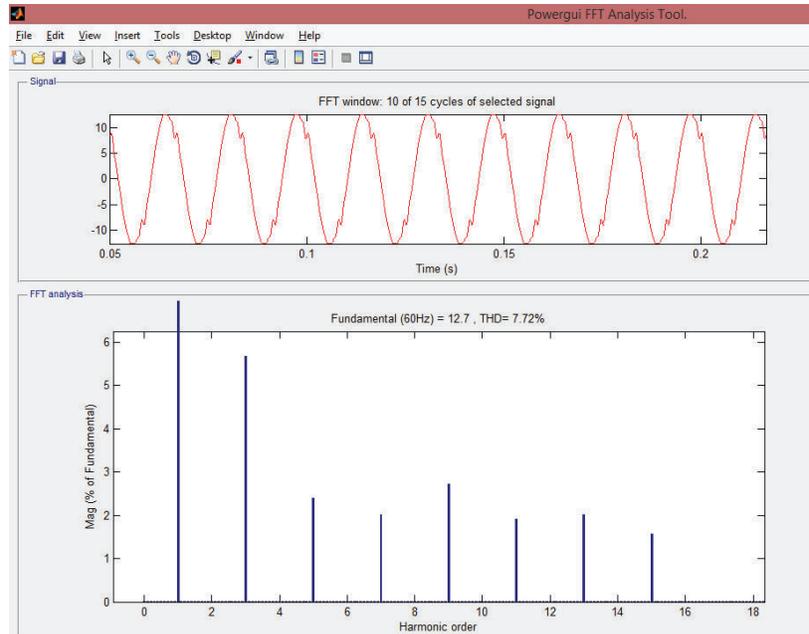


Figura 3.10. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 1

3.2.3 CASO 2

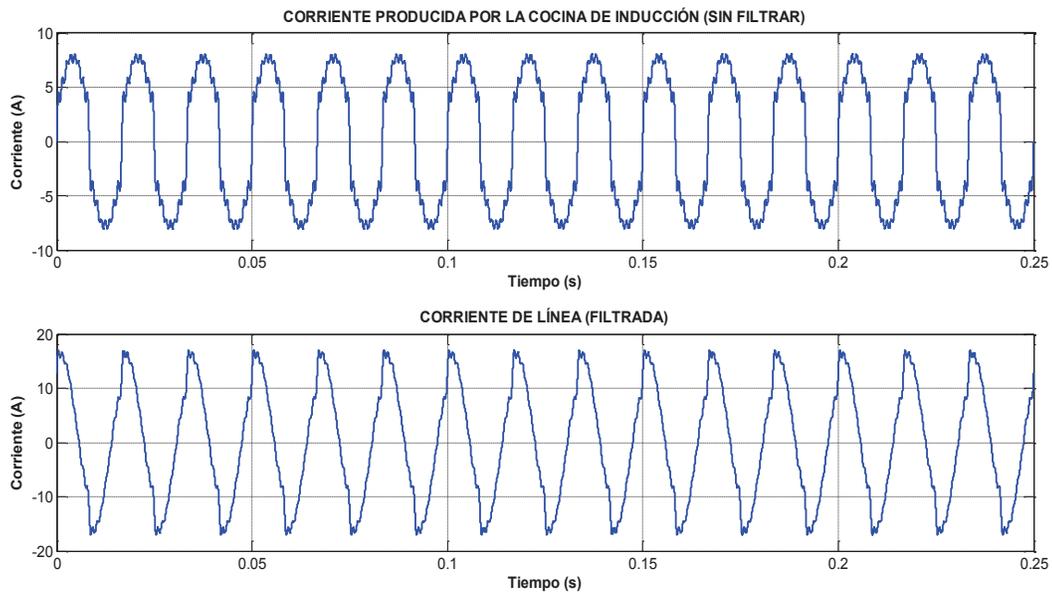


Figura 3.11. Forma de onda de corriente filtrada y sin filtrar para el caso 2

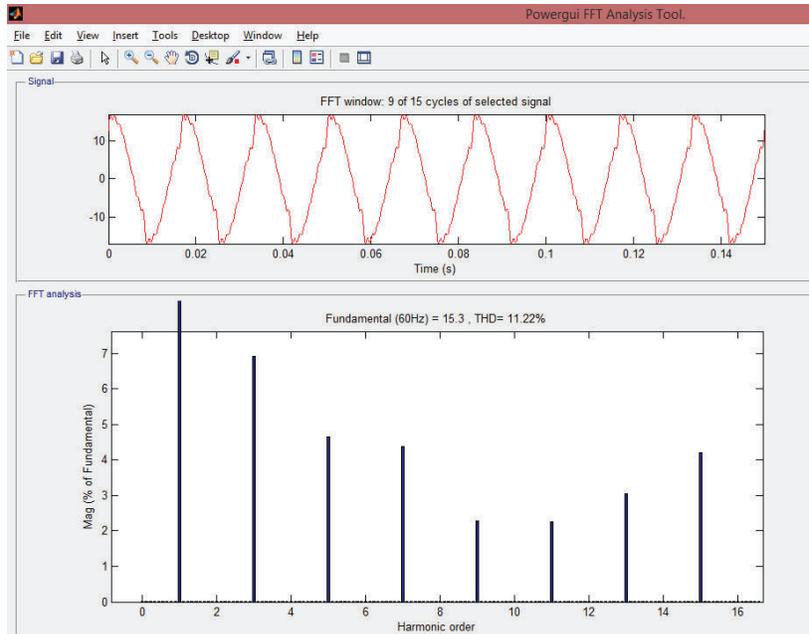


Figura 3.12. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 2

3.2.4 CASO 3

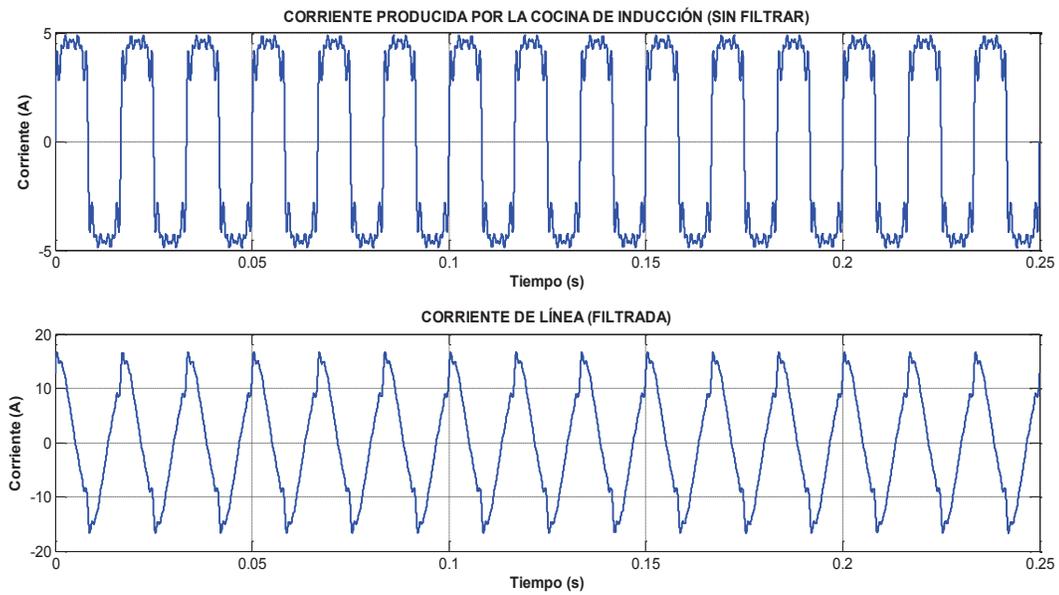


Figura 3.13. Forma de onda de corriente filtrada y sin filtrar para el caso 3

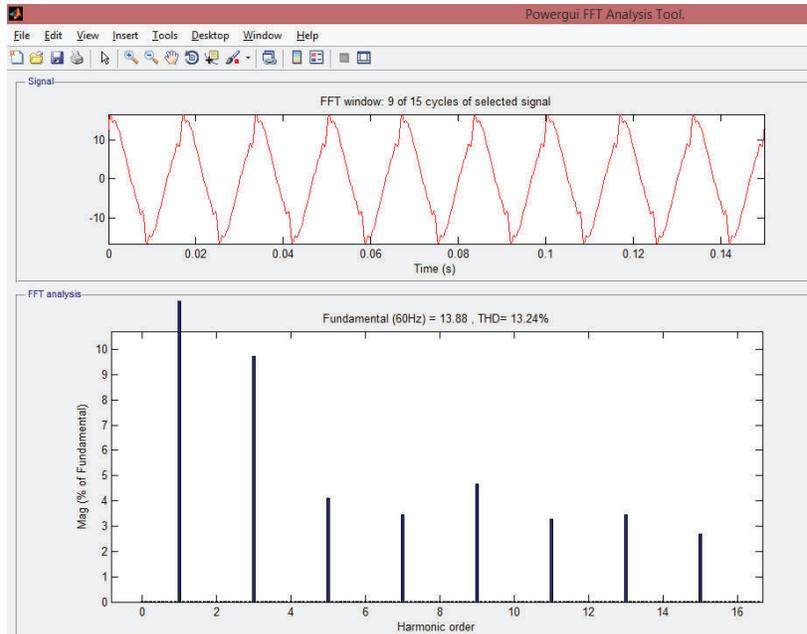


Figura 3.14. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 3

3.2.5 CASO 4

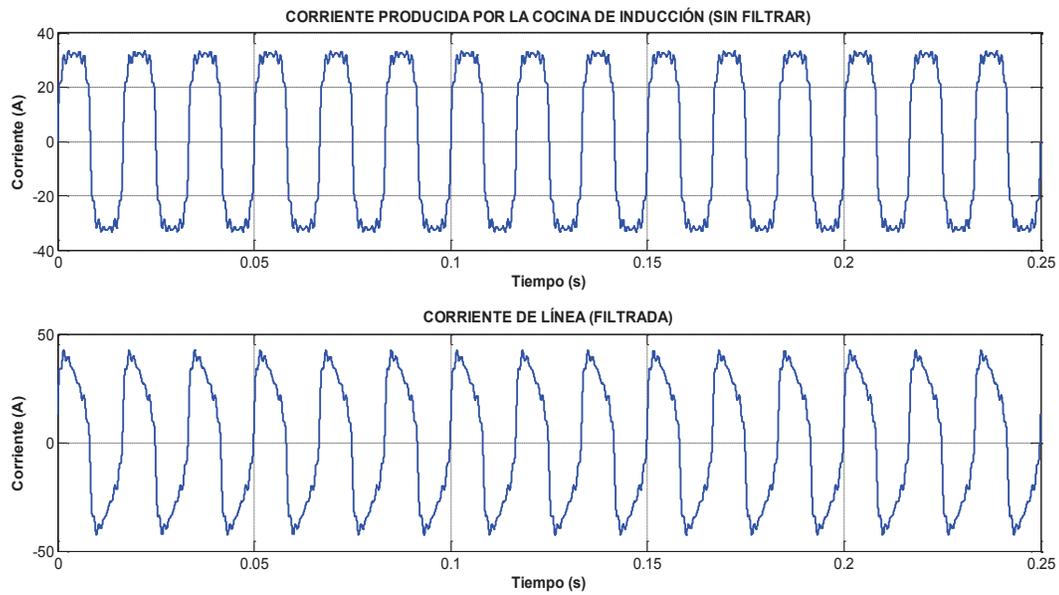


Figura 3.15. Forma de onda de corriente filtrada y sin filtrar para el caso 4

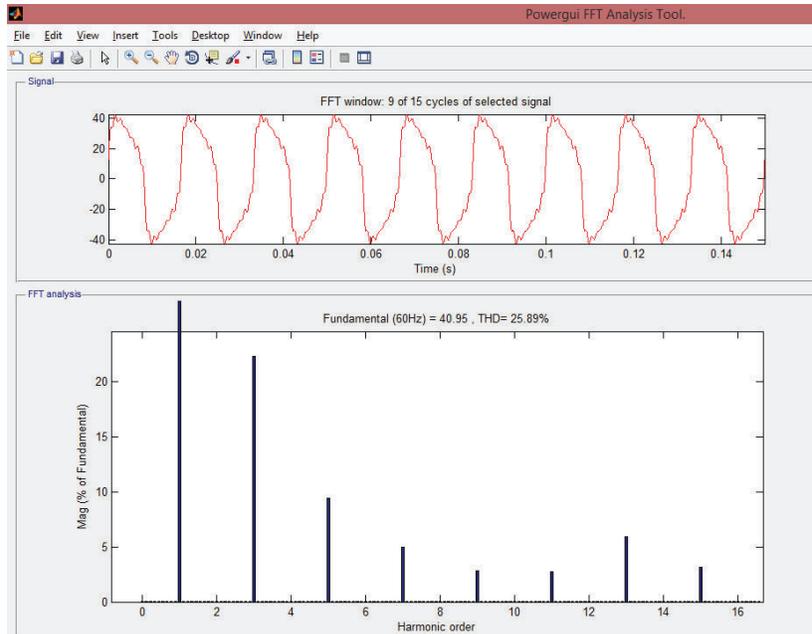


Figura 3.16. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 4

Los datos como son corriente de línea como, distorsión armónica de corriente (TDD) y valores porcentuales de la presencia de armónicos en la corriente que se

inyecta a la red eléctrica de la corriente filtrada por medio de los filtros pasivos se encuentran registrados en las Tablas 3.6 y 3.7.

Tabla 3.6. Valores de corriente y distorsión armónica de la corriente filtrada por medio de los filtros pasivos

CASO	CORRIENTE LINEA [A]	TDD [%]
1	8.98	7.12
2	10.82	11.22
3	9.81	13.24
4	28.96	25.89

Tabla 3.7. Valores porcentuales de presencia de armónicos en la corriente filtrada por medio de los filtros pasivos

CASO	Orden del armónico						
	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°
1	5.68	2.4	2.01	2.72	1.92	2.01	1.57
2	6.93	4.66	4.37	2.27	2.26	3.04	4.19
3	9.74	4.11	3.46	4.66	3.29	3.44	2.69
4	22.03	9.42	4.94	2.81	2.72	5.93	3.11

3.3 DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS

El en diseño del filtro activo se divide en dos etapas como son la etapa de potencia y la etapa de control.

3.3.1 DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Primero se detalla el diseño de la etapa de potencia que consiste en un inversor monofásico puente completo, una rama RL y un capacitor C como se muestra en la Figura 3.17.

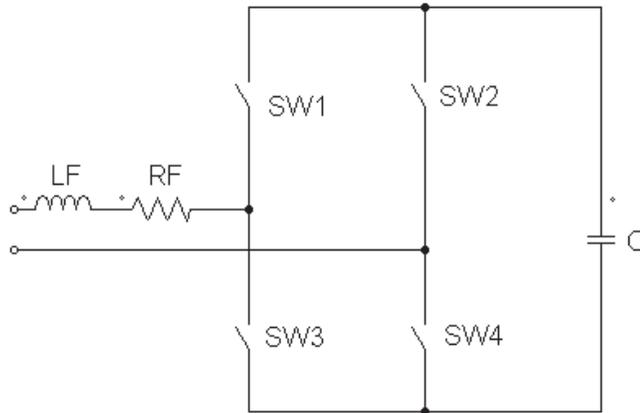


Figura 3.17. Inversor monofásico puente completo

3.3.1.1 CÁLCULO DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA.

Para determinar el del valor de la inductancia que conforma la etapa de potencia del filtro activo, como primer paso se debe determinar el valor del voltaje en el bus DC (V_{dc}), es decir, el voltaje en corriente continua que se debe mantenerse en el capacitor. Para que el inversor no tenga problemas de sobre modulación se presenta en [12] los criterios y ecuaciones para el dimensionamiento del inductor.

$$V_{dc} \geq \frac{2\sqrt{2}V_s}{m} \quad (3.12)$$

Dónde:

V_{dc} : Voltaje DC en el capacitor.

V_s : Valor RMS entre líneas, para las cocinas de inducción este valor es igual a 210 V.

m : Índice de modulación, se recomienda escoger un valor de 0.9 para evitar problemas de sobre modulación.

$$V_{dc} \geq \frac{2\sqrt{2}210}{0.9} \quad (3.13)$$

$$V_{dc} \geq 659.9 \text{ V} \quad (3.14)$$

$$V_{dc} = 700V \quad (3.15)$$

Para el dimensionamiento de la inductancia se tiene la Ecuación 3.16.

$$L_{min} = \left(\frac{V_{dc}}{2} + \sqrt{2} V_s \right) \left(\frac{1}{16 f_{max} \Delta_i} \right) \quad (3.16)$$

Dónde:

L_{min} : Valor de inductancia mínima para el filtro.

f_{max} : Frecuencia de conmutación del inversor, (10 kHz).

Δ_i : Rizado de corriente, (2A) se asume este valor considerando que las corrientes al generar por el filtro activo deben ser de altos valores y altas frecuencias.

$$L_{min} = \left(\frac{700}{2} + 297 \right) \left(\frac{1}{16 \cdot 10000 \cdot 2} \right) \quad (3.17)$$

$$L_{min} = 2.02 \text{ mH} \quad (3.18)$$

Por lo tanto se opta por una inductancia de 3mH que es un valor estándar. Además, se debe considerar la resistencia del inductor, misma que en la bibliografía consultada [32] es de alrededor de 10mΩ.

3.3.1.2 CÁLCULO DEL VALOR DE LA CAPACITANCIA

Para el dimensionamiento del capacitor que debe mantener el voltaje necesario para la generación de armónicos, [33] propone el uso de la siguiente ecuación:

$$C \geq \frac{P_o}{2 f_{linea} (V_{dc \max}^2 - V_{dc \min}^2)} \quad (3.19)$$

Dónde:

P_o : Potencia media del inversor monofásico.

f_{linea} : Frecuencia de la red, (60 Hz).

$V_{dc\ max}$: Voltaje máximo en el capacitor, tomando en cuenta un 2% mayor al V_{dc} .

$V_{dc\ min}$: Voltaje mínimo en el capacitor, tomando en cuenta un 2% menor al V_{dc} .

3.3.1.2.1 Cálculo de la potencia de salida del inversor monofásico

La entrega de potencia media que se consume el inversor monofásico depende únicamente de la frecuencia fundamental y de la red RL por lo que en [34], presenta la Ecuación 3.20 para el cálculo de la potencia media en un inversor.

$$P_o = \left[\frac{2 V_{dc}}{\sqrt{2} \pi \sqrt{R_F^2 + (2 \pi f_{linea} L_F)^2}} \right]^2 R_F \quad (3.20)$$

Dónde:

V_{dc} : Voltaje en el capacitor.

f_{linea} : Frecuencia de la red, (60 Hz).

R_F : Resistencia del filtro, (10mΩ).

L_F : Inductancia del filtro, (3mH).

$$P_o = \left[\frac{2 * 700}{\sqrt{2} \pi \sqrt{(10 * 10^{-3})^2 + (2 \pi 60 3 * 10^{-3})^2}} \right]^2 10 * 10^{-3} \quad (3.21)$$

$$P_o = 776.22 \text{ W} \quad (3.22)$$

Reemplazamos el valor obtenido en la Ecuación 3.22 y se procede a calcular C con la Ecuación 3.19.

$$C \geq \frac{776.22}{2 \cdot 60 (714^2 - 686^2)} \quad (3.23)$$

$$C \geq 165 \mu F \quad (3.24)$$

Por lo que se escoge un capacitor de $C= 550 \mu F$ estándar. En la Figura 3.18 se presenta el inversor completo con valores de sus elementos constitutivos.

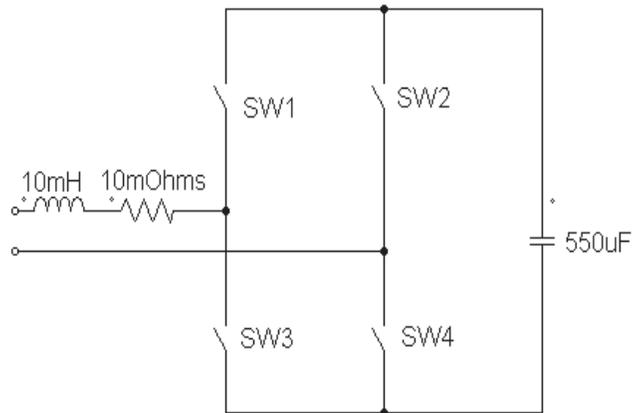


Figura 3.17. Inversor monofásico

3.3.2 DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

Para el diseño del sistema de control del filtro activo, en primer lugar se deben considerar los componentes del sistema como son: fuente de alimentación, carga no lineal que en este caso es la cocina de inducción y el filtro activo de potencia paralelo como se muestra en la Figura 3.19 el esquema de conexión del filtro con la cocina de inducción.

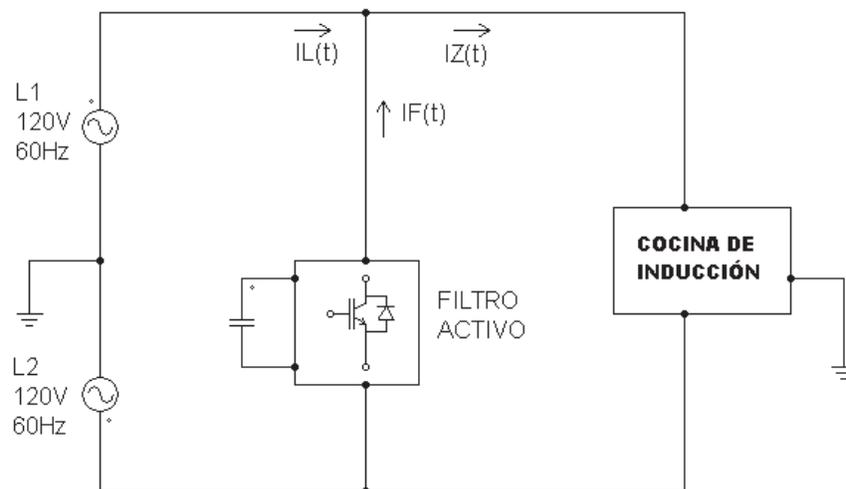


Figura 3.18. Diagrama esquemático de circulación de corriente en el sistema

3.3.2.1 Sistema de control del filtro activo

Se propone el esquema de control de la Figura 3.20 [35] que considera diferentes variables para la mitigación y eliminación de armónicos, siendo uno de los parámetros requeridos la potencia instantánea ($p_{(t)}$) que se la consigue al multiplicar el voltaje de la fuente ($v_{s(t)}$) por la corriente de la carga ($i_{z(t)}$).

El siguiente paso en el sistema de control es hallar la potencia activa (P) de la carga esto se lo consigue filtrando por medio de un filtro de señal pasa bajos (LPF) a la potencia instantánea con frecuencia del corte igual a la frecuencia fundamental (60 Hz), con ese valor se puede estimar la corriente pico fundamental eso se lo logra por la Ecuación 3.25, considerando un factor de potencia igual a uno, puesto que como criterio de diseño el filtro activo mejora el factor de potencia.

$$I_{pico-fundamental} = \frac{\sqrt{2} P}{v_{Seficaz}} \quad (3.25)$$

Dónde:

$v_{Seficaz}$: Voltaje eficaz entre líneas, (210 V).

P : Potencia activa en la carga.

Al multiplicar la corriente pico con una señal senoidal ($\sin(\omega t)$) a la frecuencia fundamental, se obtiene una señal senoidal con frecuencia y valor de la corriente fundamental ($i_{Fun(t)}$) que se debería inyectar al sistema eléctrico. Es así que para la obtención de la corriente de referencia ($i_{Ref(t)}$) como se indica en la Ecuación 3.26 que es la referencia de controlador de corriente, que su acción de control es llevada a través de un modulador para genera por medio del inversor monofásico las corrientes de compensación.

$$i_{Ref(t)} = i_{z(t)} - i_{Fun(t)} \quad (3.26)$$

Dónde:

$i_{z(t)}$: Corriente de la carga.

$i_{Fund(t)}$: Corriente Fundamental.

Aparte de la regulación de la corriente del filtro, se cuenta con un regulador ($G_{cv(s)}$) por seguridad de tener un voltaje DC en el capacitor ($V_{c(t)}$). Dicho voltaje se compensa en el sistema de control por medio de la inyección de potencia activa (P_c) que se suma a la potencia activa de la carga (P).

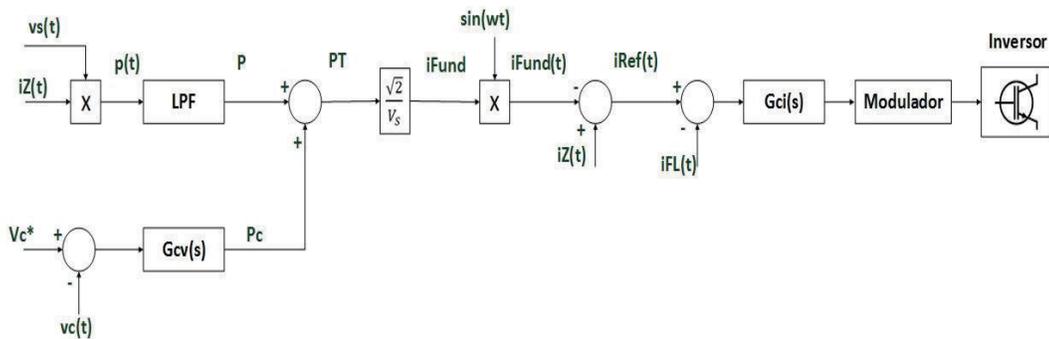


Figura 3.19. Esquema completo del sistema de control [35]

3.3.1 DISEÑO DEL CONTROLADOR PI

Partiendo desde el modelo del circuito eléctrico simplificado del inversor monofásico que se presenta en la Figura 3.21, el mismo circuito que se lo analiza como una fuente de corriente para la generación de armónicos de compensación [32].

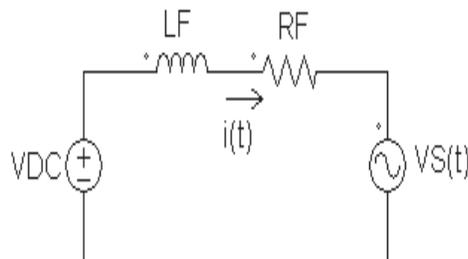


Figura 3.20. Circuito eléctrico del inversor monofásico

Partiendo de la suma de voltajes en el circuito se en la Ecuación 3.27.

$$v_{dc(t)} - v_{s(t)} = \frac{d i(t)}{dt} + i(t) R_F \quad (3.27)$$

Aplicando la transformada de Laplace.

$$V_{dc(s)} - V_s(s) = L_F s I(s) + I(s) R_F \quad (3.28)$$

$$G_p(s) = \frac{I(s)}{V_{dc(s)} - V_s(s)} = \frac{1}{L_F s + R_F} = \frac{\frac{1}{R_F}}{\frac{L_F}{R_F} s + 1} \quad (3.29)$$

Reemplazando los datos previamente calculados de los elementos respectivos obtenemos la siguiente función de transferencia.

$$G_p(s) = \frac{0.1}{0.3s + 1} \quad (3.30)$$

Se propone un compensador PI de la siguiente forma.

$$G_{ci(s)} = k_p \left(1 + \frac{1}{t_i s} \right) \quad (3.31)$$

Del criterio de estabilidad de Routh-Hutwitz [36], teniendo una realimentación $H(s)$ igual a uno.

$$1 + GH(s) = 0 \quad (3.32)$$

$$1 + \frac{0.1}{0.3s + 1} k_p \left(1 + \frac{1}{t_i s} \right) = 0 \quad (3.33)$$

$$1 + \frac{0.1}{0.3s + 1} \frac{k_p t_i s + k_p}{t_i * s} = 0 \quad (3.34)$$

$$0.3 t_i s^2 + (t_i + 0.1 t_i k_p) s + 0.1 k_p = 0 \quad (3.35)$$

Tabla 3.8. Método de estabilidad Routh-Hutwitz

s^2	$0.3 t_i$	$0.1 k_p$
s^1	$t_i + 0.1 t_i k_p$	0
s^0	$0.1 k_p$	0

Las condiciones de estabilidad del criterio de Routh-Hutwitz para un sistema con realimentación unitaria encontradas en la Tabla 3.8 se aplica este criterio, por ende no debe existir cambio de signo en la columna de las constantes y se tiene que la constante de tiempo deben ser positivas, en la Ecuación 3.36 se tiene el rango de valores que deben cumplir las constantes de los controlador PI de corriente.

$$0.3 t_i > 0 \cap t_i + 0.1 t_i k_p > 0 \cap 0.1 k_p > 0 \quad (3.36)$$

3.3.1.1 Diseño de PI de corriente

Para el diseño del controlador tipo PI se debe considerar como condiciones o criterios de diseño un tiempo de establecimiento (t_s) de 0.0083 segundos y un máximo sobre pico ($\%Mp$) del sistema en lazo cerrado de corriente de 10%. En base a los parámetros de diseño se puede determinar la frecuencia natural (ω_n) y la constante de amortiguamiento (ε) [36].

$$\%Mp = e^{\frac{-\pi\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}}} 100\% \quad (3.37)$$

$$t_s = \frac{4}{\varepsilon \omega_n} \quad (3.38)$$

Despejando las ecuaciones se encuentra los valores de las constantes de diseño para el diseño del controlador.

$$\varepsilon = 0.6 \quad (3.39)$$

$$\omega_n = 800[\text{rad/s}] \quad (3.40)$$

Del polinomio característico del sistema del inversor a lazo cerrado con un controlador PI y realimentación unitaria de la Ecuación 3.32 y de la Ecuación 3.35

se puede igualar al polinomio característico a un sistema de segundo orden como indica la Ecuación 3.36.

$$s^2 + \frac{(t_i + 0.1 t_i k_p) s}{0.3 t_i} + \frac{0.1 k_p}{0.3 t_i} = s^2 + 2 \varepsilon \omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.41)$$

A través del cálculo de las constantes del controlador PI y el criterio de estabilidad de la Ecuación 3.36 se tiene.

$$k_p = 2860 \quad (3.42)$$

$$t_i = 0.0014 \quad (3.43)$$

Por consiguiente el controlador PI de corriente tiene la siguiente forma en función de transferencia.

$$G_{ci} = 2860 \left(1 + \frac{1}{0.0014 s} \right) \quad (3.44)$$

3.3.1.1.1 Modulador

La acción de control que efectuará el regulador PI de corriente debe ser convertida a una señal por medio del modulador para la activación de los switches, a una señal de modulación por ancho de pulso o sus siglas en ingles PWM.

En la Figura 3.22 se presenta el modulador implementado. Debido que se debe modular la señal en base al voltaje que se mantiene en el capacitor la señal de control enviada desde el regulador PI debe estar entre valores de $[-VDC, VDC]$, y para evitar problemas con la señal portadora que es de amplitud de uno, se debe acotar el valor que sale desde el limitador que se lo divide con el valor del voltaje (VDC) para colocar en un valor entre $[-1, 1]$.

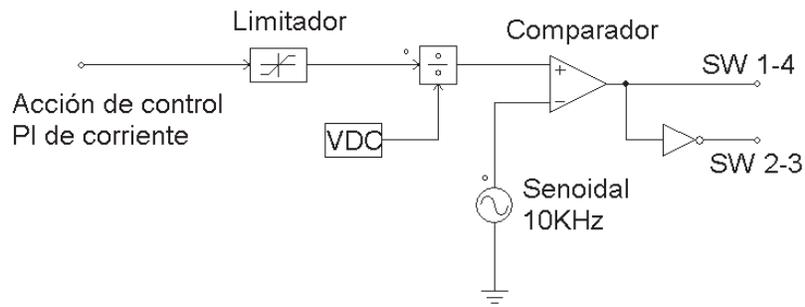


Figura 3.22. Modulador PWM

Las dos señales son comparadas, si la señal de control ahora llamada moduladora es mayor a la señal portadora el valor a la salida será de 1 lógico activando a los switches 1 - 4, y desactivando mediante la inversión lógica a los switches 2 - 3 que conforman el inversor monofásico.

Para comprender el funcionamiento del modulador utilizado se presenta la Figura 3.23 donde se observa las señales tanto de modulación como de activación de los switches del inversor.

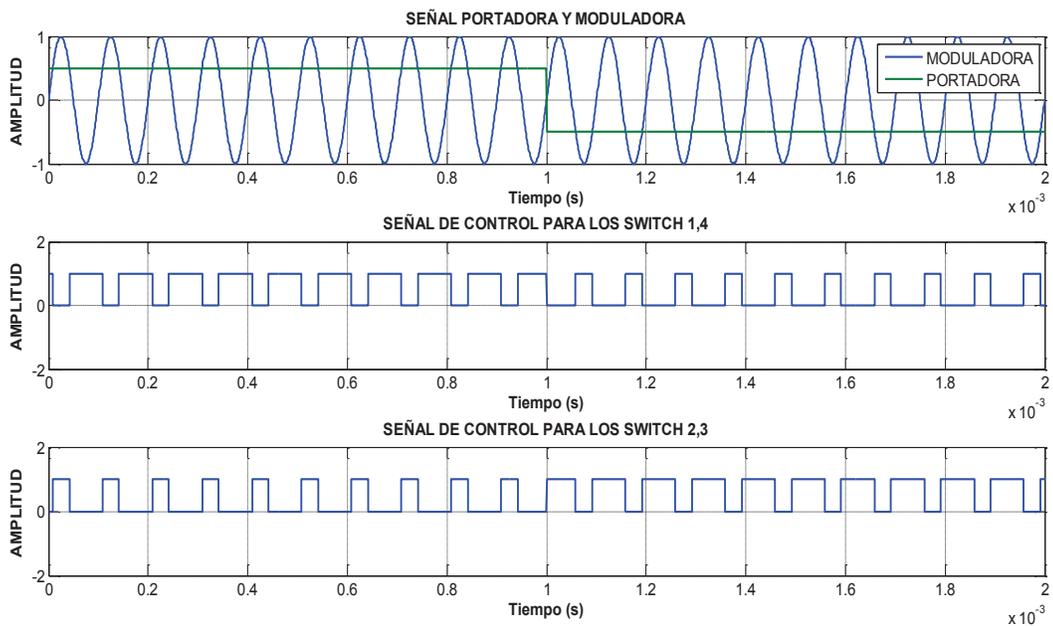


Figura 3.21. Señales moduladoras y de control

3.3.1.2 Diseño de PI de voltaje

Como se puede detallar en la Figura 3.20 se emplea un controlador dedicado para el control del voltaje DC en el capacitor. La estructura del controlador PI que se utilizará es de la siguiente forma:

$$G_{cv(s)} = k_{pv} \left(1 + \frac{1}{t_{iv} s} \right) \quad (3.45)$$

Siendo un control en cascada y el controlador de voltaje será el controlador maestro del esquema, para su diseño y determinación de constantes se basará en la respuesta en frecuencia de control de corriente anidado o controlador esclavo que debe cumplir un mayor ancho de banda que el control de voltaje, se toma como criterio de diseño del controlador PI de voltaje. En la Ecuación 3.46 se tiene la condición que deben cumplir las constantes de tiempo de los controladores.

$$t_{iv} > t_{ic} \quad (3.46)$$

Por consiguiente, la constante de tiempo para el controlador de voltaje será:

$$t_{iv} = 4 \quad (3.47)$$

Finalmente, por las condiciones de estabilidad la ganancia del controlador de voltaje se escoge:

$$k_{pv} = 40 \quad (3.48)$$

En la Ecuación 3.49 se presenta el controlador PI del voltaje que se utilizará en el esquema de control del filtro activo monofásico.

$$G_{cv(s)} = 40 \left(1 + \frac{1}{4s} \right) \quad (3.49)$$

3.3.1.3 SIMULACIÓN DE FILTRO ACTIVO CON CONTROLADORES PI.

Mediante la simulación se presenta el funcionamiento del filtro activo con controladores PI con los datos y formas de onda de la señales corriente producida

por la cocina de inducción en cada caso propuesto, corriente de compensación generada por el filtro, corriente de línea filtrada y su espectro de armónicos mediante análisis de Fourier para determinar la presencia de los armónicos.

3.3.1.3.1 Caso 1

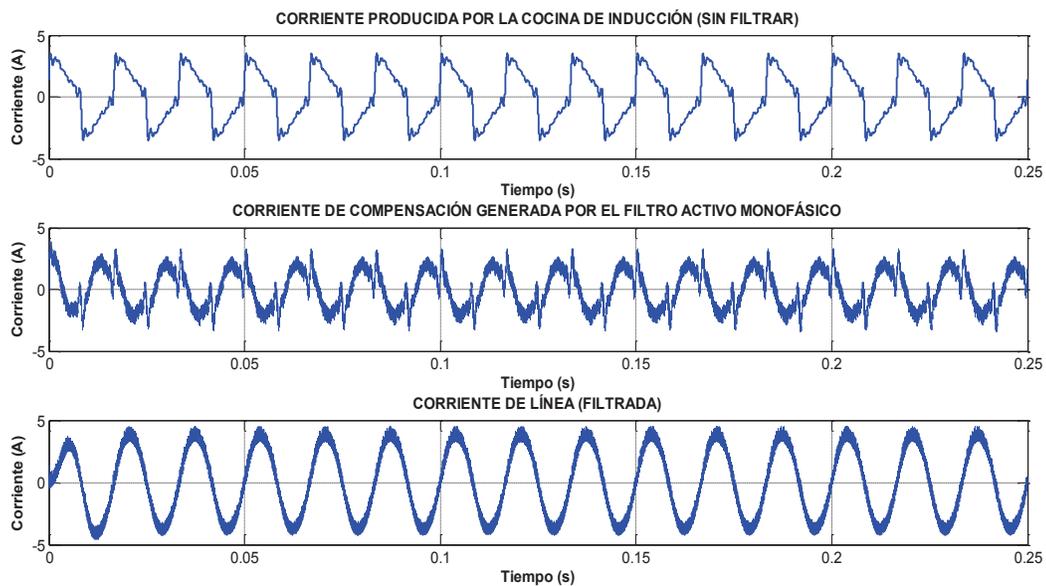


Figura 3.22. Formas de onda de las corrientes para el caso 1

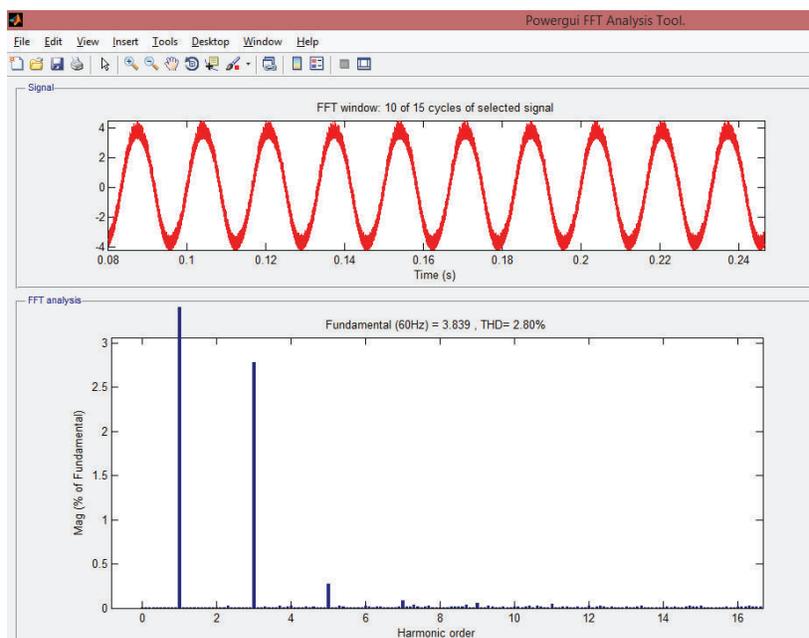


Figura 3.23. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 1

3.3.1.3.2 Caso 2

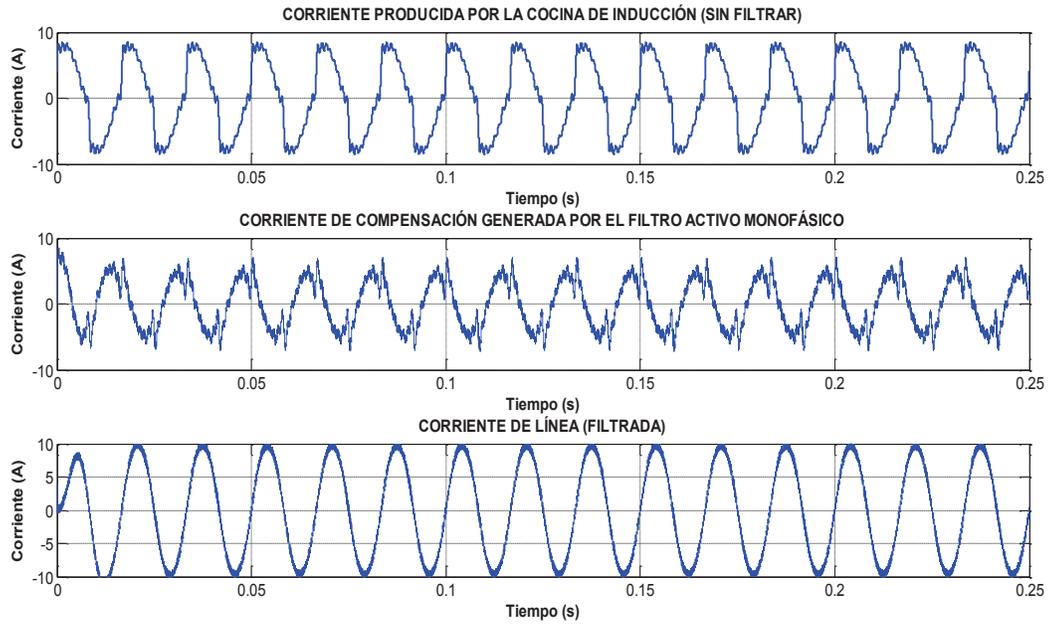


Figura 3.26. Formas de onda de las corrientes para el caso 2

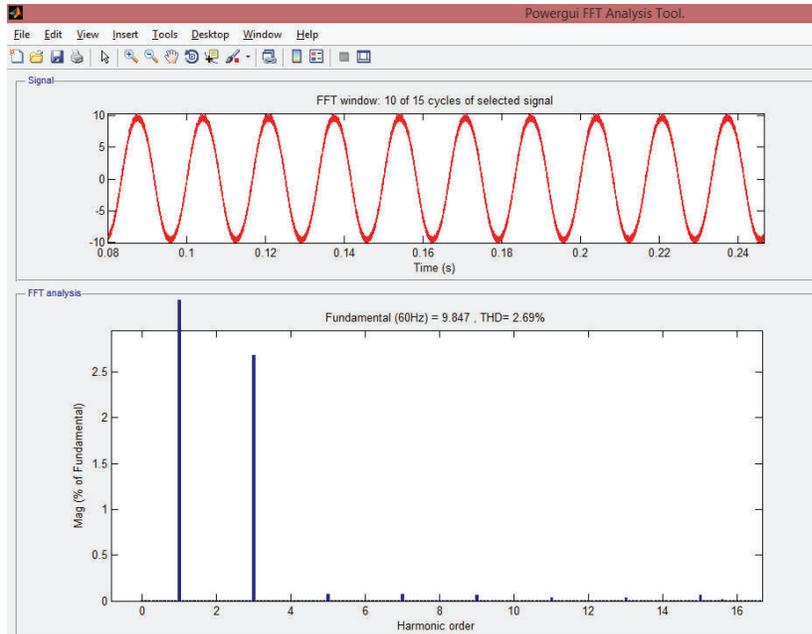


Figura 3.27. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 2

3.3.1.3.3 Caso 3

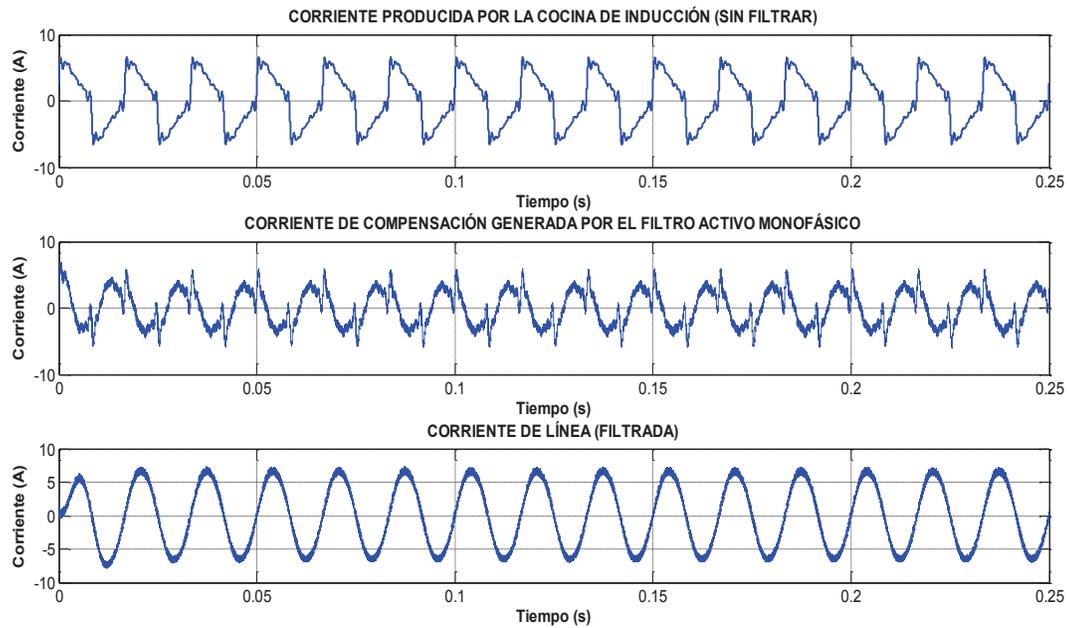


Figura 3.28. Formas de onda de las corrientes para el caso 3

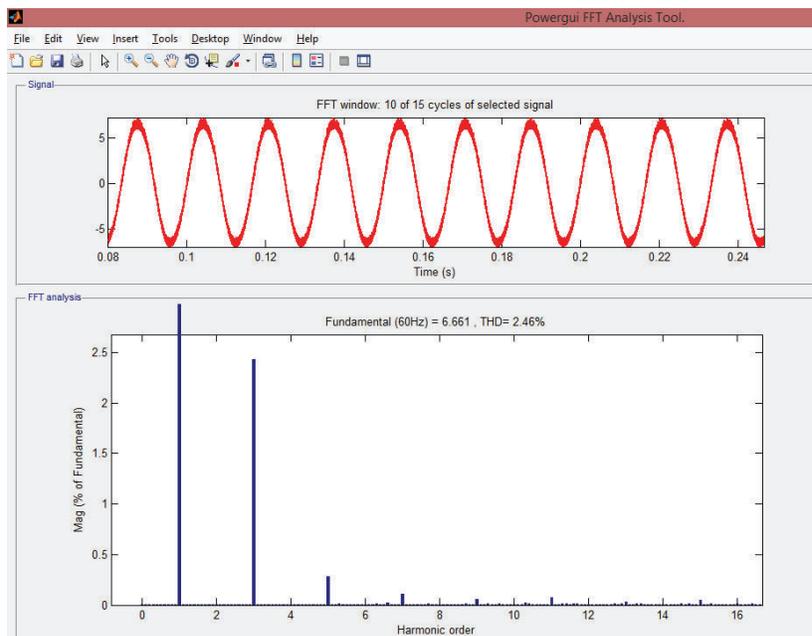


Figura 3.29. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 3

3.3.1.3.4 Caso 4

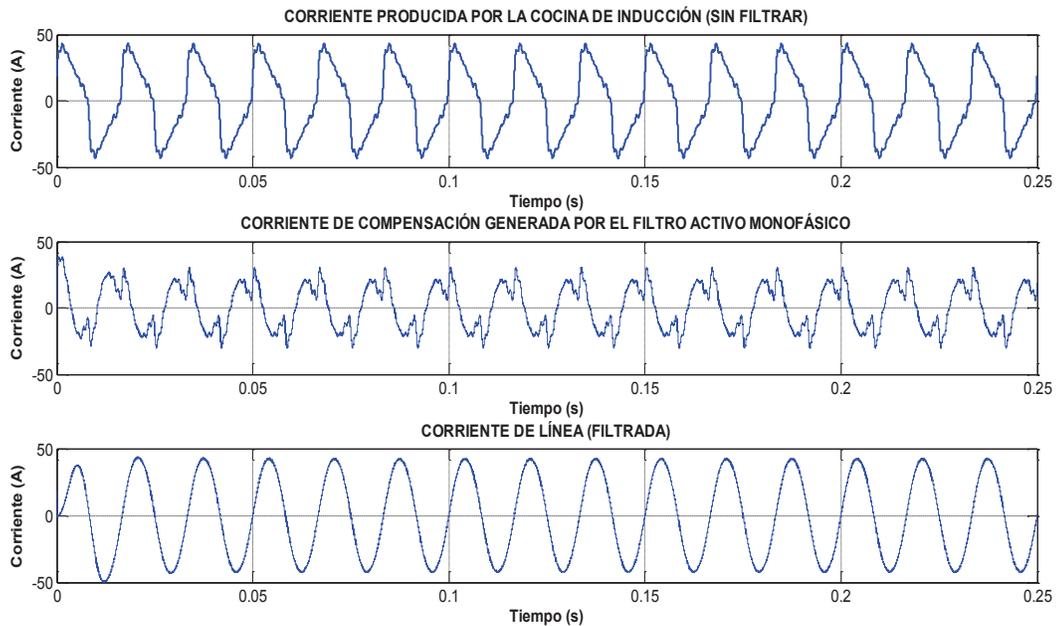


Figura 3.30. Formas de onda de las corrientes para el caso 4

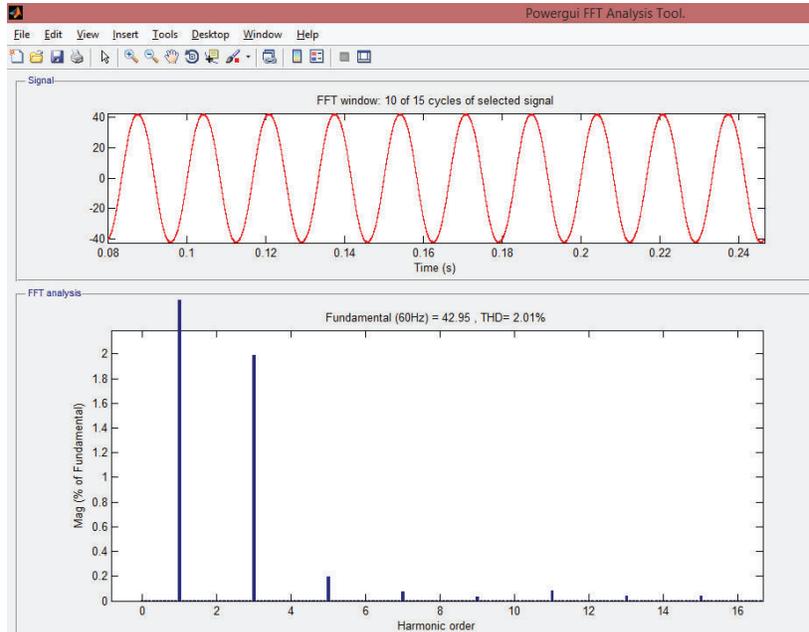


Figura 3.31. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 4

Con respecto a los filtro activo con controladores tipo PI los datos como son corriente de línea (I_L), distorsión armónica de corriente (TDD) y valores

porcentuales de la presencia de armónicas en la corriente que se inyecta a la red eléctrica se encuentran registrados en las Tablas 3.9 y 3.10.

Tabla 3.9. Valores y distorsión armónica de la corriente filtrada por medio de filtro activo con controladores PI

CASO	CORRIENTE LINEA [A]	TDD [%]
1	2.71	2.80
2	6.96	2.69
3	4.71	2.46
4	30.37	2.01

Tabla 3.10. Valores porcentuales de armónicos de la corriente filtrada por medio de filtro activo con controladores PI

CASO	Orden del armónico						
	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°
1	2.78	0.27	0.09	0.06	0.05	0.02	0.03
2	2.69	0.07	0.07	0.06	0.03	0.03	0.06
3	2.43	0.28	0.11	0.06	0.08	0.03	0.05
4	1.99	0.19	0.07	0.03	0.08	0.04	0.04

3.3.2 DISEÑO DEL CONTROL SMC

Para el diseño y simulación del controlador por modos deslizantes se utilizará el esquema de la Figura 3.32, donde se puede observar que se aplicará un control SMC en el lazo de regulación de corriente y en el lazo de regulación de voltaje *DC* se utilizara en controlador PI diseñado previamente.

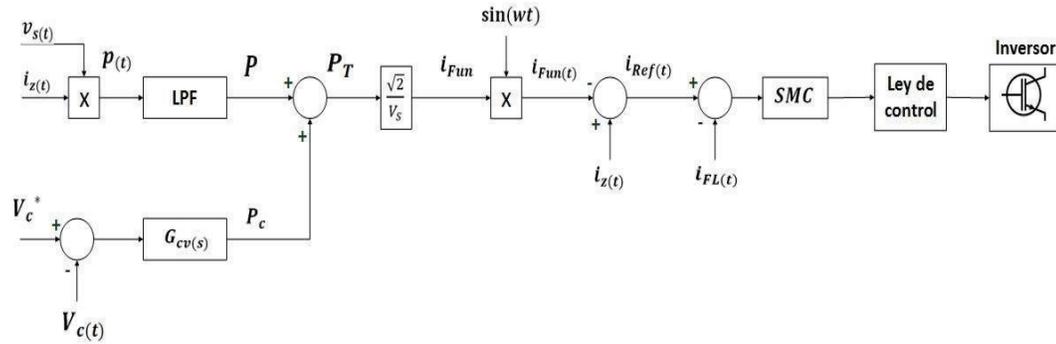


Figura 3.32. Esquema de control en SMC

Para el diseño, del controlador de corriente por modos deslizantes (SMC) se empleará la superficie de deslizamiento dada por la Ecuación 3.50.

$$s_{(t)} = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^n \int e_{(t)} dt \quad (3.50)$$

Considerando que este controlador será dedicado a la regulación de corrientes generadas por el inversor monofásico, de la Ecuación 3.30 tenemos que es una planta o sistema de primer orden, por ello, n toma el valor de 1.

$$s_{(t)} = e_{(t)} + \lambda \int e_{(t)} dt \quad (3.51)$$

De la Ecuación 3.48 se puede observar que la superficie de deslizamiento es tipo PI y basándose en el diseño con anterioridad del regulador PI el valor de la constante de sintonización de la superficie deslizante (λ) es igual a 10. En la Ecuaciones 3.52 se presenta la superficie deslizante.

$$s_{(t)} = e_{(t)} + 10 \int e_{(t)} dt \quad (3.52)$$

3.3.2.1 Selección de la ley de control

Con el fin que el error del sistema debe estar dentro de la superficie de deslizamiento y en caso del controlador de corriente con técnica de control SMC, genere las corrientes de compensación por medio de la activación de los elementos electrónicos de potencia como son los switches la ley de control

utilizada vendrá dada por la siguiente expresión de la Ecuación 3.53 la misma plantea un lazo de histéresis en la activación de los mismos.

$$u_{(t)} = \begin{cases} 1 & \text{para } s_{(t)} > \delta \\ 0 & \text{para } s_{(t)} < -\delta \end{cases} \quad (3.53)$$

Sin dicho lazo en el control implicaría que los switches trabajen a frecuencia infinita limitando la vida útil de los elementos electrónicos de potencia.

En [37], se expone que por criterio de diseño y de modo experimental por medio de varias prueba se toma un valor de δ que es igual a 0.01 para mejor el rizado y las altas frecuencias de las corrientes que debe generar el filtro activo monofásico, a través de una banda de histéresis que se emplea por la ley de control de la Ecuación 3.54 para la activación de los switches dependiendo el valor que va tomando la superficie de deslizamiento.

$$u_{(t)} = \begin{cases} 1 & \text{para } s_{(t)} > 0.01 \\ 0 & \text{para } s_{(t)} < -0.01 \end{cases} \quad (3.54)$$

3.3.2.2 Simulación del filtro activo con control SMC

3.3.2.2.1 Caso 1

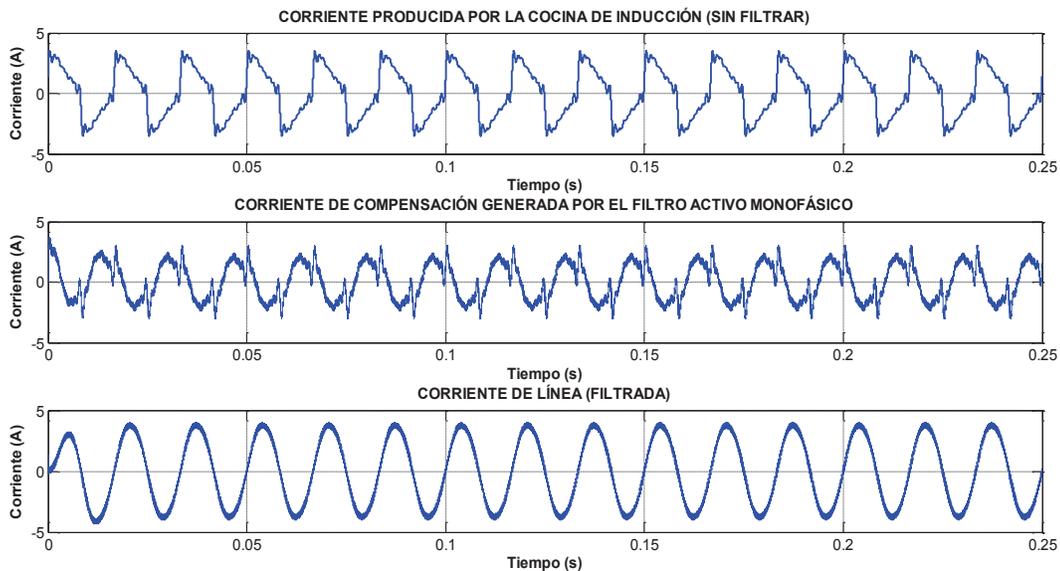


Figura 3.33. Formas de onda de las corrientes para el caso 1

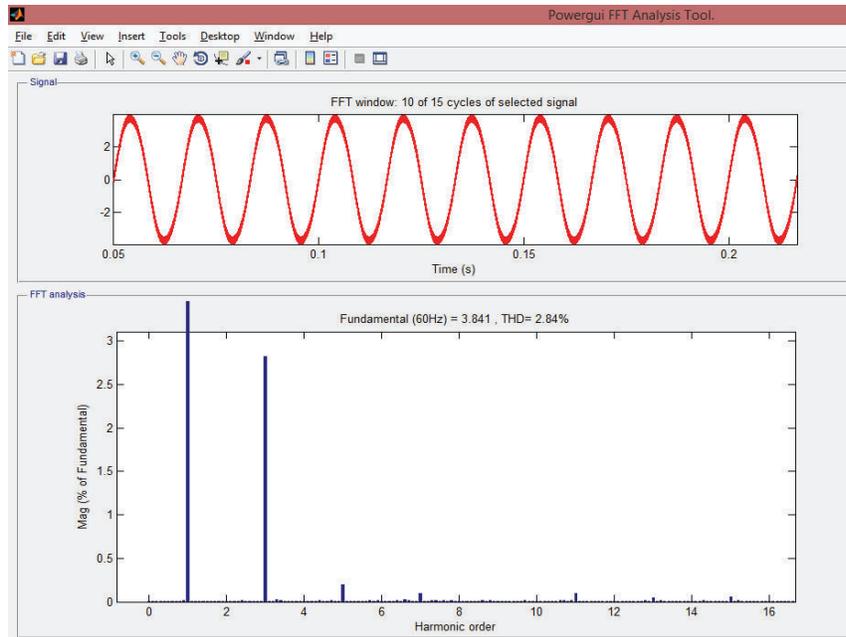


Figura 3.34. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 1

3.3.2.2.2 Caso 2

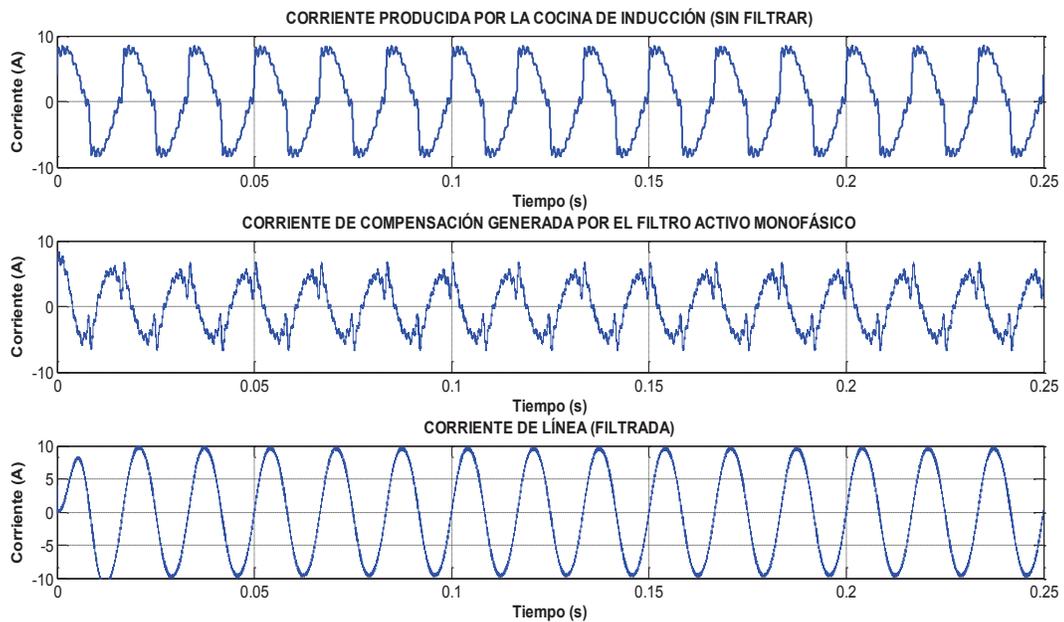


Figura 3.35. Formas de onda de las corrientes para el caso 2

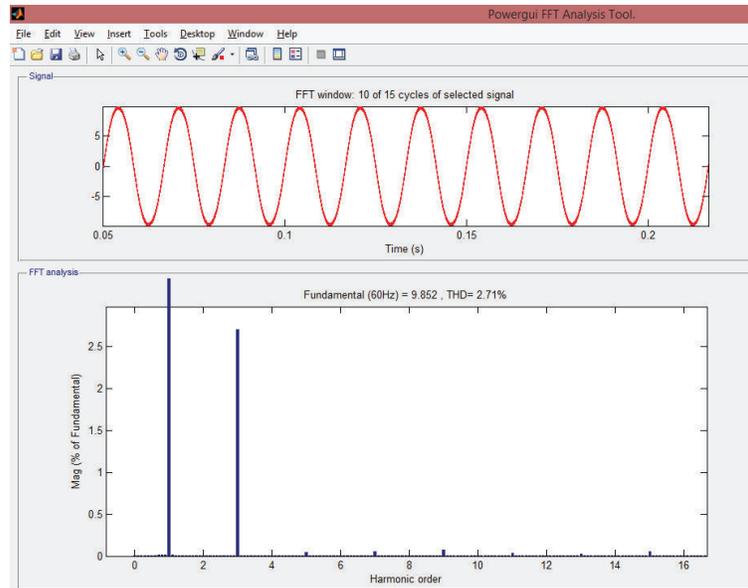


Figura 3.36. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 2

3.3.2.2.3 Caso 3

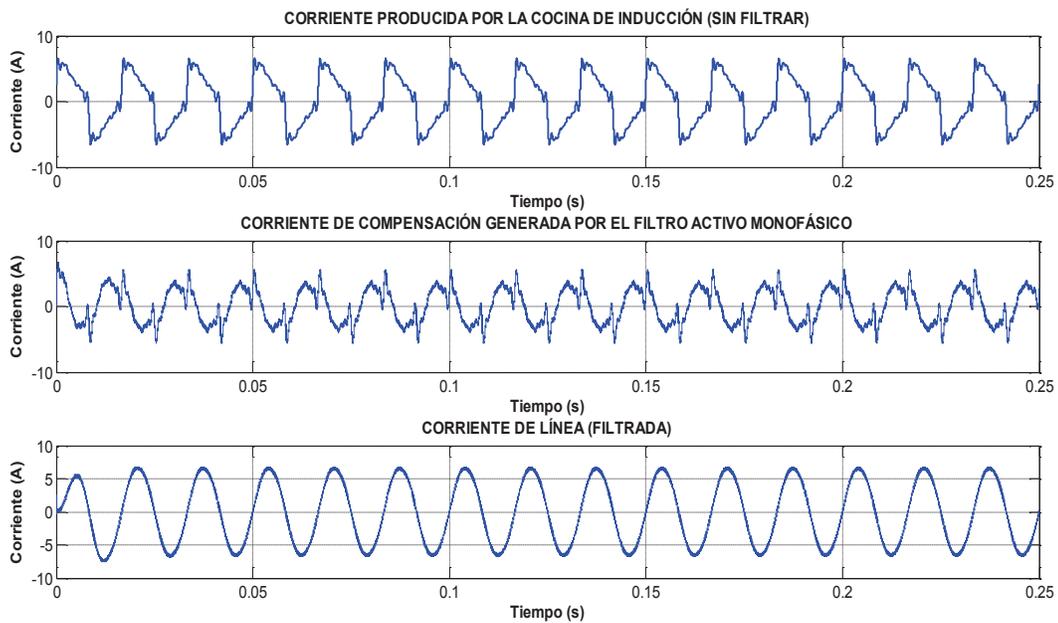


Figura 3.37. Formas de onda de las corrientes para el caso 3

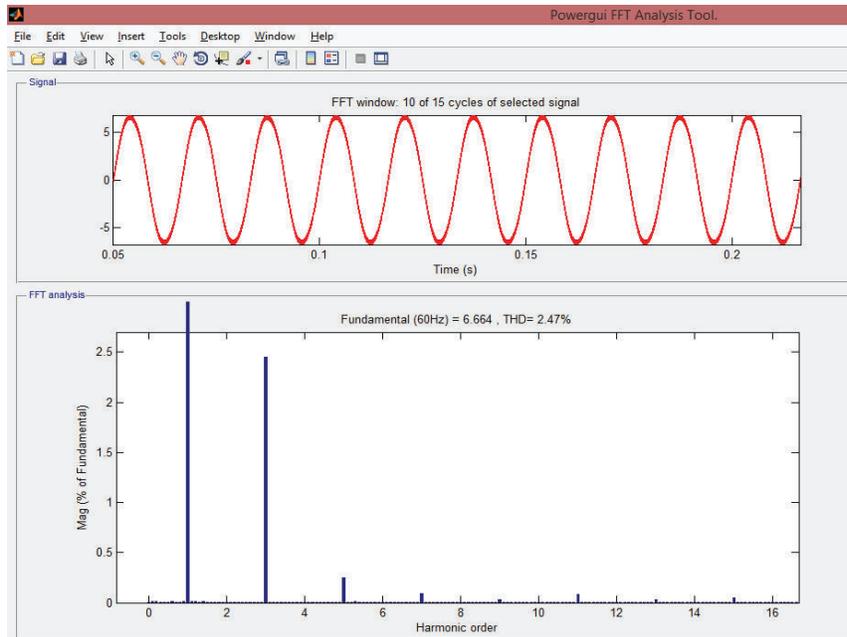


Figura 3.38. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 3

3.3.2.2.4 Caso 4

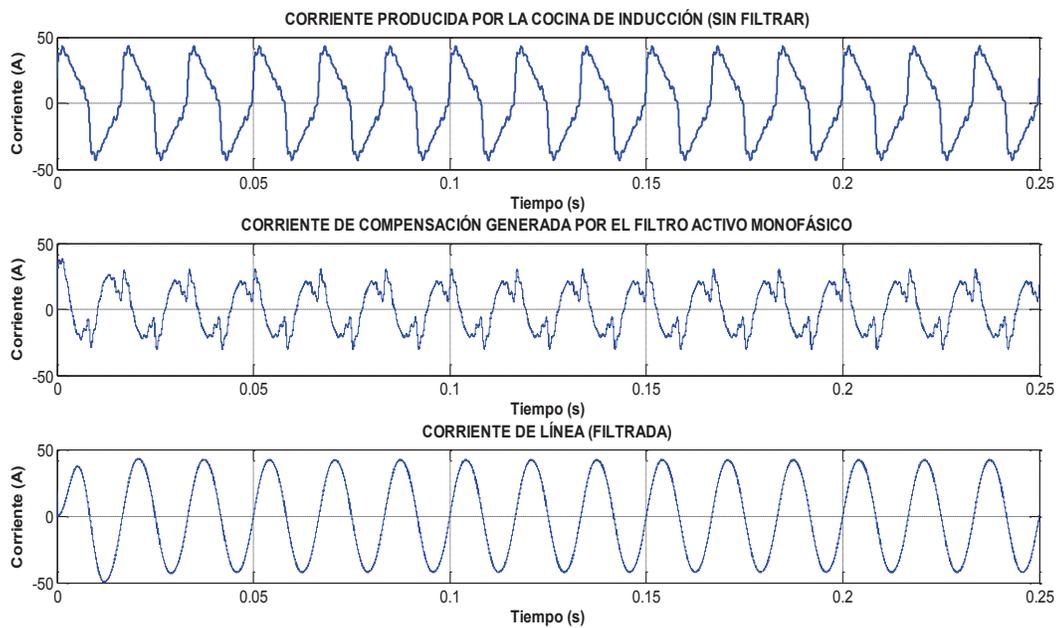


Figura 3.39. Formas de onda de las corrientes para el caso 4

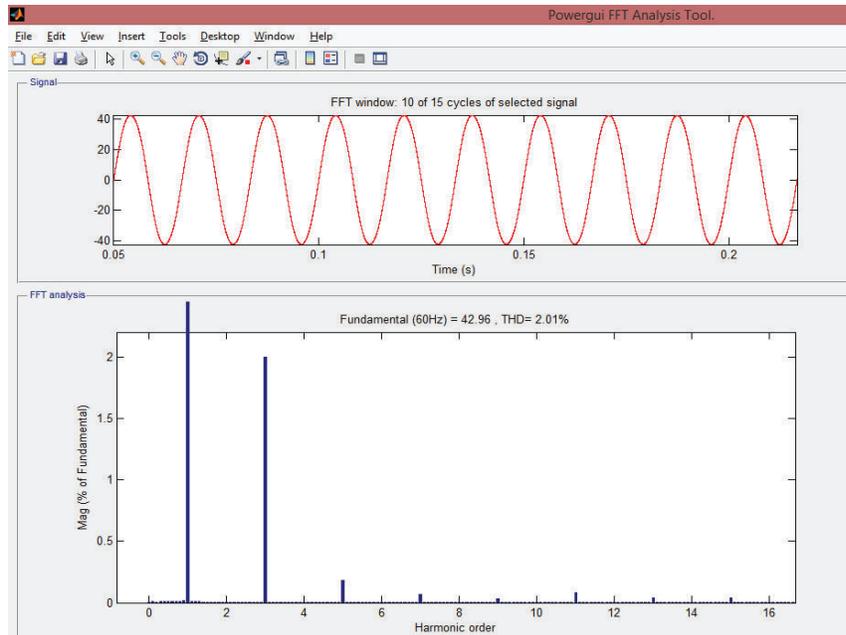


Figura 3.40. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 4

Por medio de la simulación del filtro activo con control SMC los datos como son corriente de línea (IL), distorsión armónica de corriente (TDD) y valores porcentuales de la presencia de armónicas en la corriente se encuentran registrados en las siguientes tablas.

Tabla 3.11. Valores y distorsión armónica de la corriente filtrada por medio de filtro activo con control SMC

CASO	CORRIENTE LINEA [A]	TDD [%]
1	2.71	2.84
2	6.96	2.71
3	4.71	2.47
4	30.38	2.01

Tabla 3. 12. Valores porcentuales de armónicos de la corriente filtrada por medio de filtro activo con control SMC

CASO	Orden del armónico						
	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°
1	2.83	0.19	0.09	0.01	0.10	0.05	0.06
2	2.70	0.04	0.05	0.07	0.03	0.03	0.05
3	2.45	0.25	0.09	0.03	0.08	0.03	0.05
4	2.00	0.18	0.07	0.03	0.08	0.04	0.04

3.4 DISEÑO DE FILTROS HÍBRIDOS.

Como ya se mencionó la característica principal de un filtro híbrido es la unión de un filtro pasivo con un filtro activo. Con el fin del diseño del filtro híbrido para la carga no lineal como son las cocinas se empleará un filtro activo conexión paralela con controlador PI y un filtro pasivo paralelo sintonizado para el tercer armónico como se indica en la Figura 3.41.

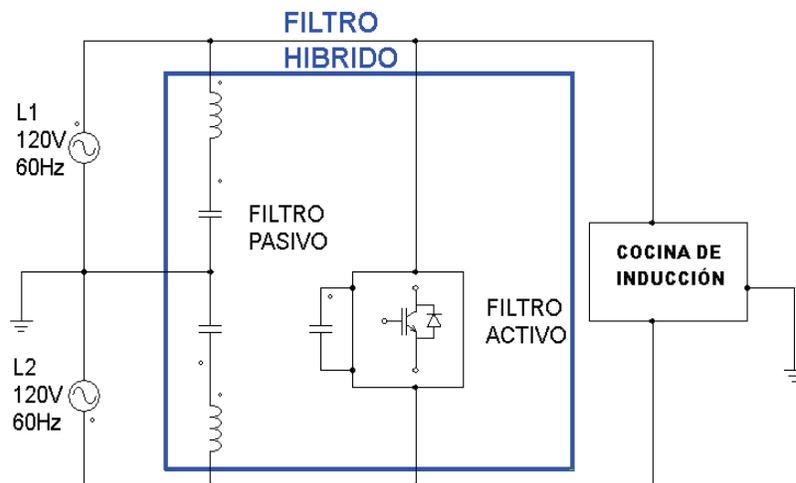


Figura 3.41. Esquema de conexión del filtro híbrido de potencia

3.4.1 SIMULACIÓN DEL FILTRO HIBRIDO

3.4.1.1 CASO 1

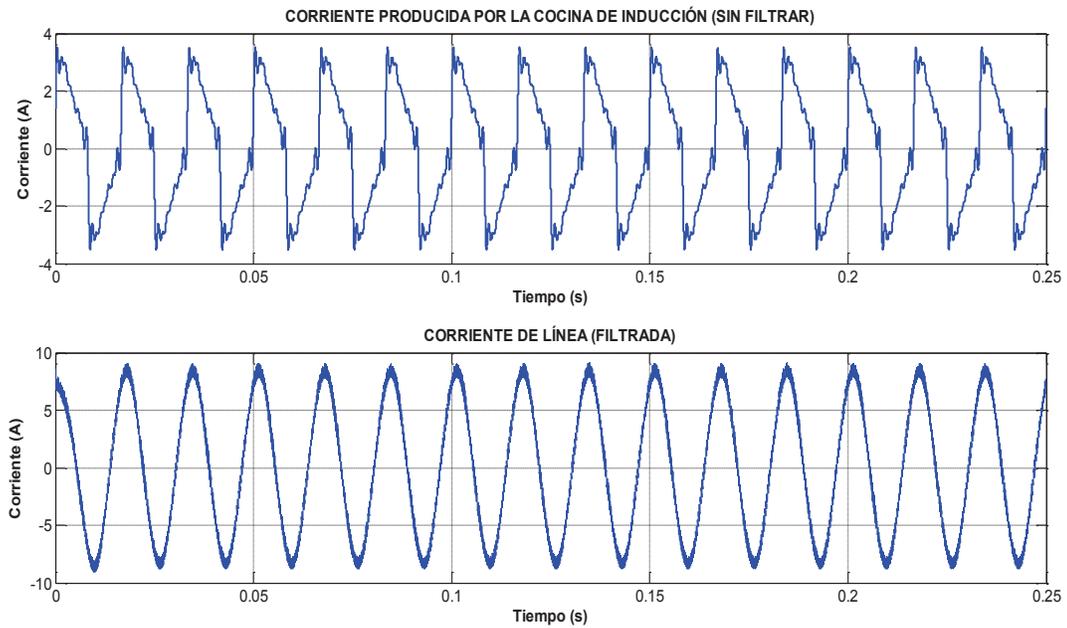


Figura 3.42. Formas de onda de las corrientes para el caso 1

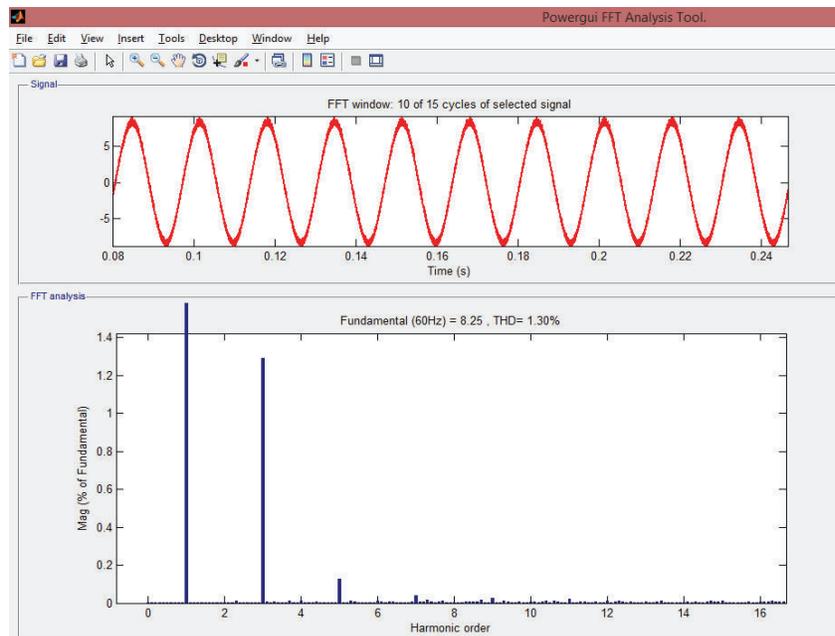


Figura 3.43. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 1

3.4.1.2 CASO 2

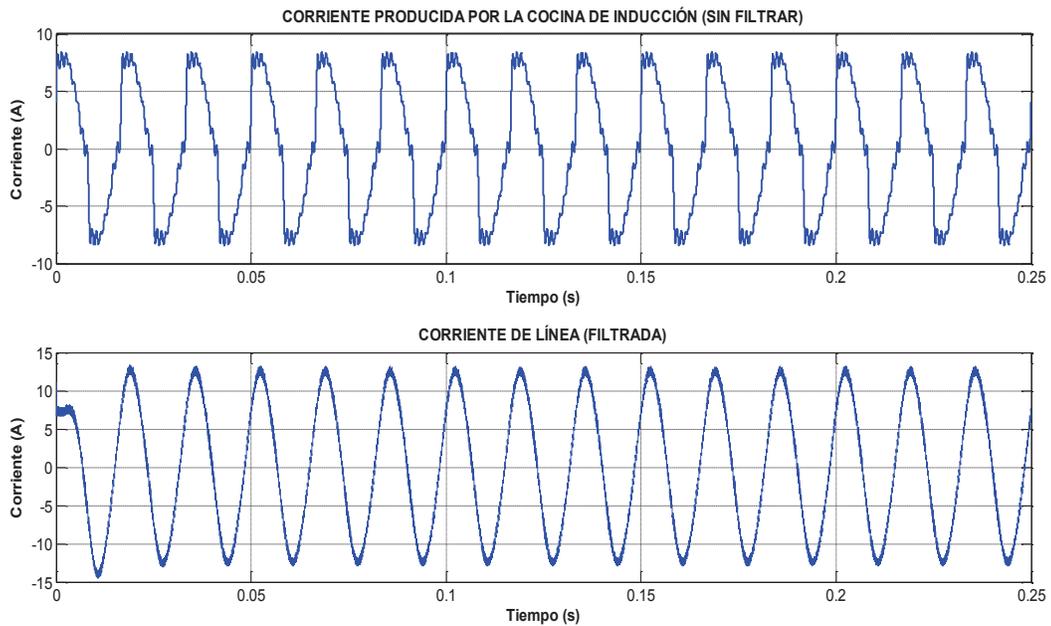


Figura 3.44. Formas de onda de las corrientes para el caso 2

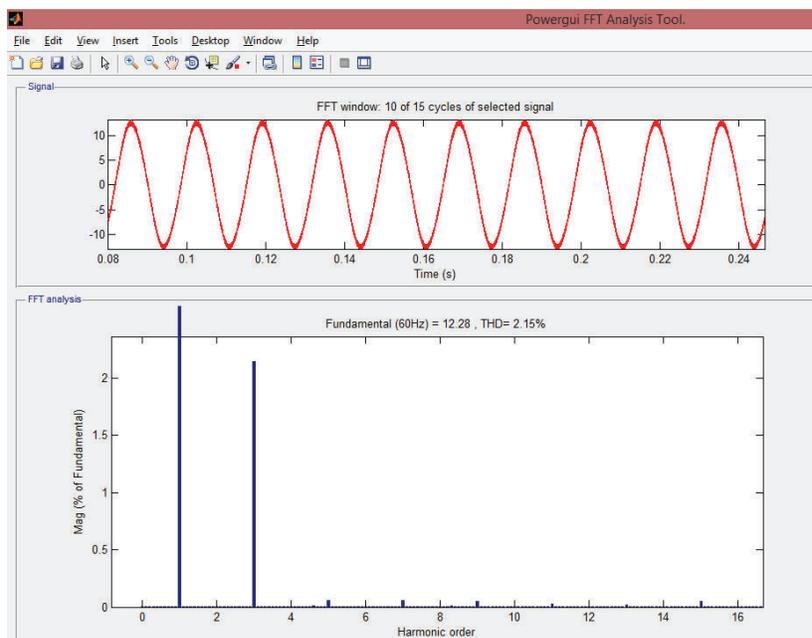


Figura 3.45. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 2

3.4.1.3 CASO 3

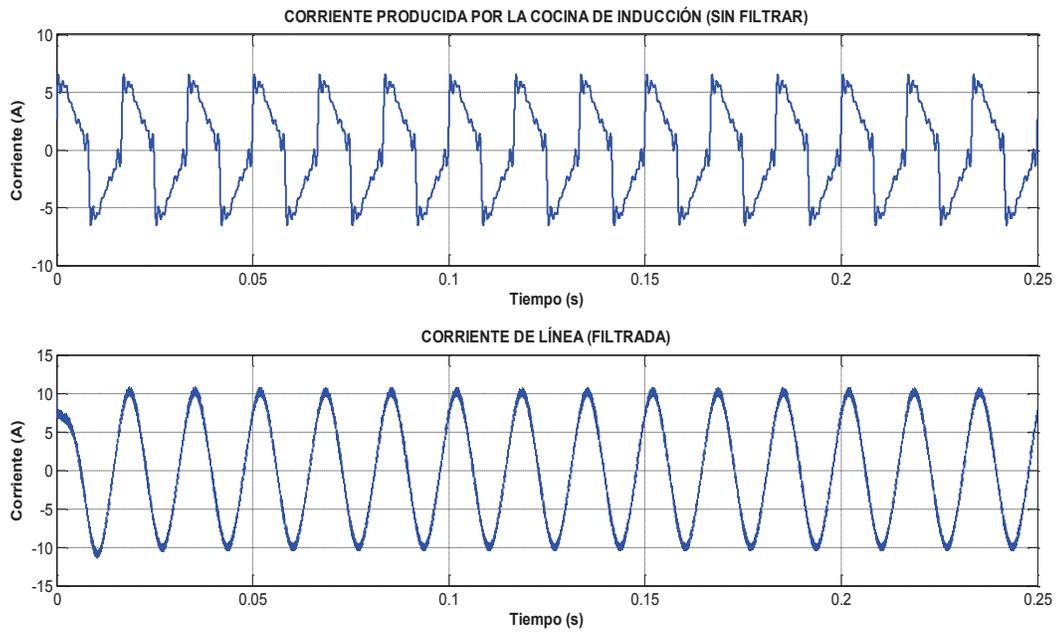


Figura 3.46. Formas de onda de las corrientes para el caso 3

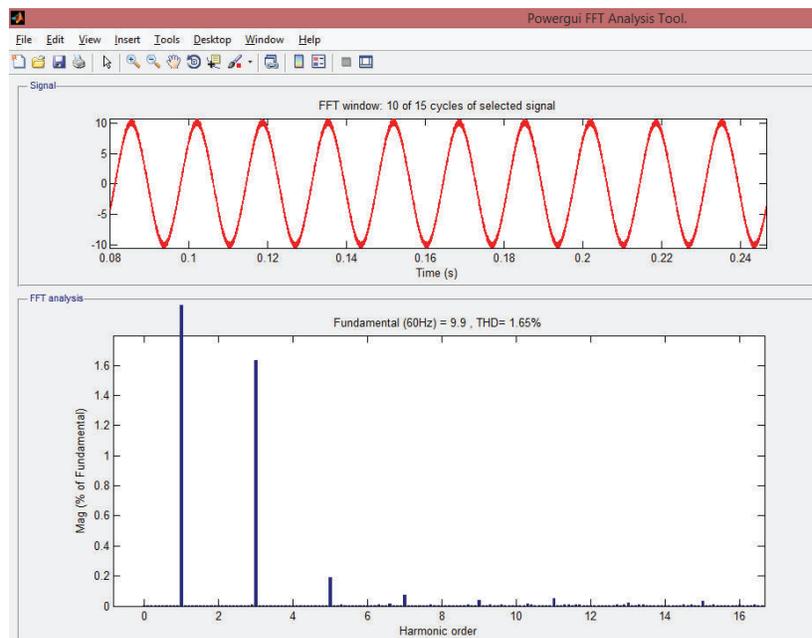


Figura 3.47. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 3

3.4.1.4 CASO 4

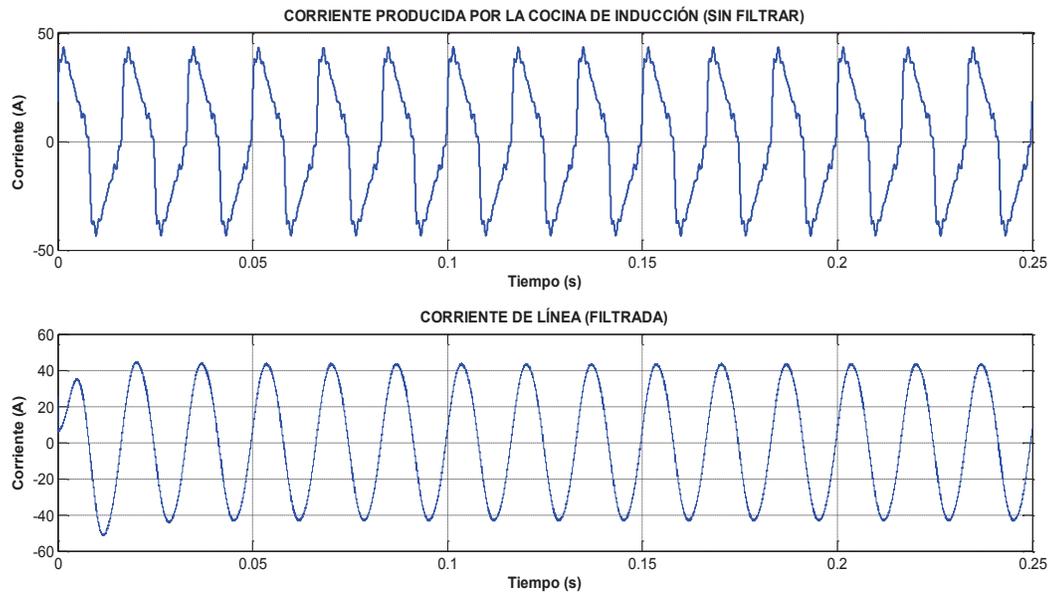


Figura 3.48. Formas de onda de las corrientes para el caso 4.

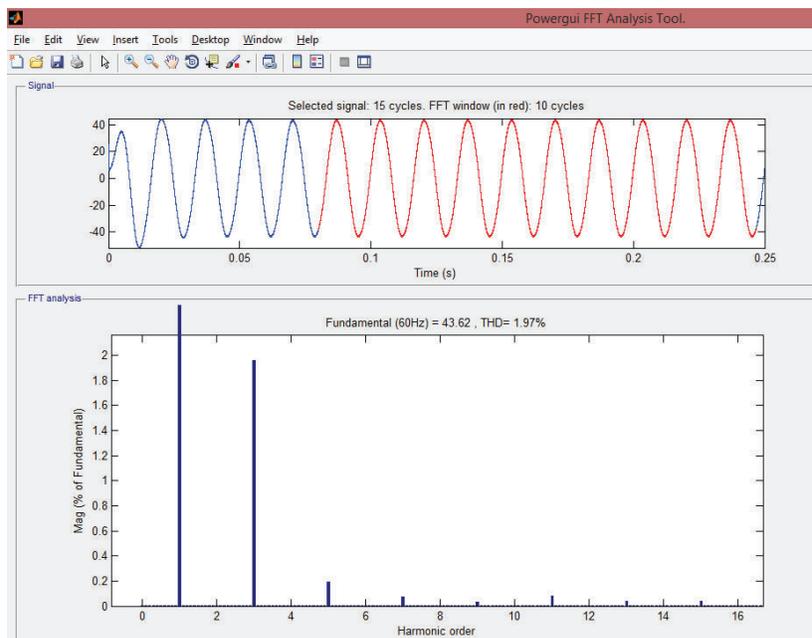


Figura 3.49. Forma y espectro de armónicos de la corriente filtrada en el caso 4

Los datos generados por la simulación del filtro híbrido son corriente de línea (I_L), distorsión armónica de corriente (TDD) y valores porcentuales de la presencia de armónicas en la corriente se encuentran registrados en las siguientes tablas.

Tabla 3.13. Valores y distorsión armónica de la corriente filtrada por medio de filtro híbrido.

CASO	CORRIENTE LINEA [A]	TDD [%]
1	5.83	1.31
2	8.68	2.15
3	7	1.65
4	30.85	1.97

Tabla 3.14. Valores porcentuales de armónicos de la corriente filtrada por medio de filtro híbrido

CASO	Orden del armónico						
	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°
1	1.30	0.12	0.04	0.02	0.03	0.01	0.01
2	2.15	0.05	0.06	0.05	0.01	0.02	0.04
3	1.64	0.20	0.07	0.02	0.04	0.01	0.03
4	1.97	0.19	0.07	0.03	0.08	0.04	0.04

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS FILTROS DESARROLLADOS

En este capítulo se presenta un análisis comparativo con respecto de características, ventajas y desventajas de los diferentes tipos de filtros propuestos para la mitigación de las corrientes armónicas generadas por cocinas de inducción residenciales.

4.1 DESEMPEÑO DE LOS FILTROS

Para analizar el desempeño de los diferentes filtros diseñados en el capítulo anterior, se tomó como referencia los armónicos generados por la cocina de inducción comercial de marca comercial C al ser el caso más crítico pues dicha cocina no aprobó la normativa que dicta la IEEE.

La Tabla 4.1 se presenta el porcentaje del contenido armónico (TDD) tanto como la corriente sin filtrar y la corriente filtrada de los casos de estudio propuestos para la simulación de los cuatro tipos de filtros diseñados.

Tabla 4.1. Distorsión armónica de los casos propuestos

	% TDD				
	SIN FILTRAR	FILTRO PASIVO	FILTRO ACTIVO PI	FILTRO ACTIVO SMC	FILTRO HIBRIDO
CASO 1	35.03	7.12	2.80	2.84	1.31
CASO 2	21.43	11.22	2.69	2.71	2.15
CASO 3	35.03	13.24	2.46	2.47	1.65
CASO 4	28.86	25.89	2.01	2.01	1.97

Según la norma IEEE 519-2014 que se detalla en el Capítulo 2, la cual se toma para el control de armónicos que generan las cocinas de inducción, la marca comercial C no debería superar el 15% de TDD como se puede observar en la Tabla 4.1 las corrientes filtradas por todos los filtros diseñados y que se inyectan al sistema eléctrico aprueban de manera sobresaliente la normativa excepto el

filtro pasivo, el cual no aprueba la normativa a máxima potencia de la cocina de inducción.

Como otro indicador para analizar el desempeño de los filtros es el consumo de corriente de línea que se tiene al conectar al filtro con la carga no lineal, en la Tabla 4.2 se presenta los valores de esta corriente de línea para todos los casos propuestos para la simulación de los filtros diseñados.

Tabla 4.2. Datos de corrientes de línea

	Corriente de línea [A]				
	SIN FILTRAR	FILTRO PASIVO	FILTRO ACTIVO PI	FILTRO ACTIVO SMC	FILTRO HIBRIDO
CASO 1	1.97	8.98	2.71	2.71	5.83
CASO 2	5.66	10.82	6.96	6.96	8.68
CASO 3	3.71	9.81	4.71	4.71	7
CASO 4	25.98	28.96	30.37	30.38	30.85

4.1.1 ANÁLISIS DE LOS FILTROS EN UN SISTEMA RESIDENCIAL

Se estudiará el funcionamiento y desempeño de los diferentes filtros diseñados, en el caso de un sistema residencial (alimentado por un transformador monofásico con dos fases y un neutro) que esté dando servicio a un total de diez hogares cada uno con su respectiva cocina de inducción, en el diagrama de la Figura 4.1 se puede observar la conexión del sistema residencial, en el mismo las cocinas se conectan directamente al lado de bajo voltaje del transformador.

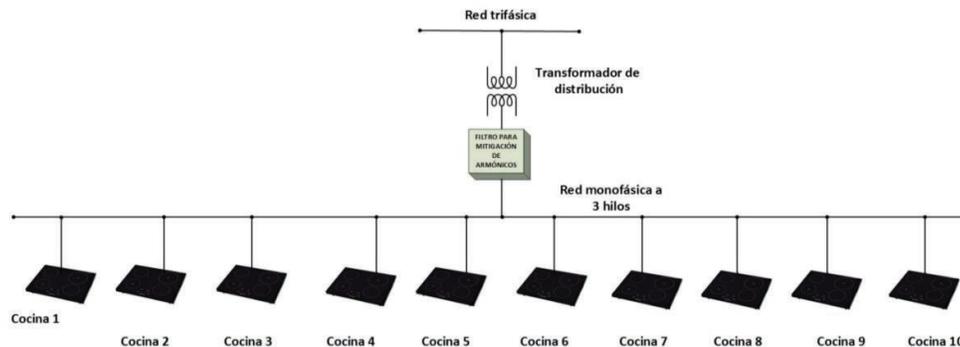


Figura 4.1. Diagrama de conexión cocinas comerciales, transformador de distribución y filtro

Con respecto a esta prueba de funcionamiento se ingresarán a la alimentación y funcionamientos las cocinas de inducción una después de otra con intervalos de tiempo entre cada una hasta tener las 10 cocinas de inducción comercial encendidas y a máxima potencia. Como se ha mencionado, para la simulación se ha considerado la cocina de inducción marca C al ser el caso más crítico, y se verificará el comportamiento de corriente de línea y la distorsión armónica que se inyecta a la red.

Las siguientes Tablas presentan los valores obtenidos vía simulación del desempeño de los filtros en las condiciones de trabajo antes mencionadas.

Tabla 4.3. Datos de distorsión armónica y corriente para la prueba de funcionamiento del filtro pasivo

NÚMERO DE COCINAS ENCENDIDAS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
TDD [%] (CORRIENTE SIN FILTRAR)	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.8
CORRIENTE [A] (SIN FILTRAR)	25.98	51.97	77.95	103.9	129.9	155.9	181.9	207.8	233.8	259
TDD [%] (CORRIENTE FILTRADA)	23.05	24.39	24.32	24.08	24.27	24.50	24.47	24.65	24.44	24.3
CORRIENTE [A] (FILTRADA)	28.66	55.46	82.45	109.6	136.8	164.3	191.6	210.1	246	273

Tabla 4.4. Datos de distorsión armónica y corriente para la prueba de funcionamiento del filtro activo con controlador PI

NÚMERO DE COCINAS ENCENDIDAS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
TDD [%] (CORRIENTE SIN FILTRAR)	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.8
CORRIENTE [A] (SIN FILTRAR)	25.98	51.97	77.95	103.9	129.9	155.9	181.9	207.8	233.8	259.
TDD [%] (CORRIENTE FILTRADA)	2.01	1.88	1.78	1.69	2.35	4.72	6	7.72	9.36	19.9
CORRIENTE [A] (FILTRADA)	30.47	60.41	90.35	120.3	150.1	179.8	209.4	239.1	268.6	304

Tabla 4.5. Datos de distorsión armónica y corriente para la prueba de funcionamiento del filtro activo con controlador SMC

NÚMERO DE COCINAS ENCENDIDAS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
TDD [%] (CORRIENTE SIN FILTRAR)	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.8
CORRIENTE [A] (SIN FILTRAR)	25.98	51.97	77.95	103.9	129.9	155.9	181.9	207.8	233.8	259
TDD [%] (CORRIENTE FILTRADA)	2.05	1.88	1.79	1.75	2.43	3.95	5.51	6.95	8.24	13.8
CORRIENTE [A] (FILTRADA)	30.47	60.41	90.36	120.3	149.8	179.1	208.3	237.4	266.5	300

Tabla 4.6. Datos de distorsión armónica y corriente para la prueba de funcionamiento del filtro híbrido

NÚMERO DE COCINAS ENCENDIDAS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
TDD [%] (CORRIENTE SIN FILTRAR)	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.86	28.8
CORRIENTE [A] (SIN FILTRAR)	25.98	51.97	77.95	103.9	129.9	155.9	181.9	207.8	233.8	259
TDD [%] (CORRIENTE FILTRADA)	2.01	1.87	1.78	1.69	2.34	4.12	5.99	7.71	9.36	18.9
CORRIENTE [A] (FILTRADA)	30.94	60.67	90.55	120.5	150.3	180	209.6	239.2	268.8	304

Con los datos de las tablas anteriores se realiza un diagrama de barras para observar el comportamiento de la distorsión armónica de corriente (TDD) que se inyecta ya en el sistema eléctrico empleando los distintos filtros. Este comportamiento se puede observar en la Figura 4.2.

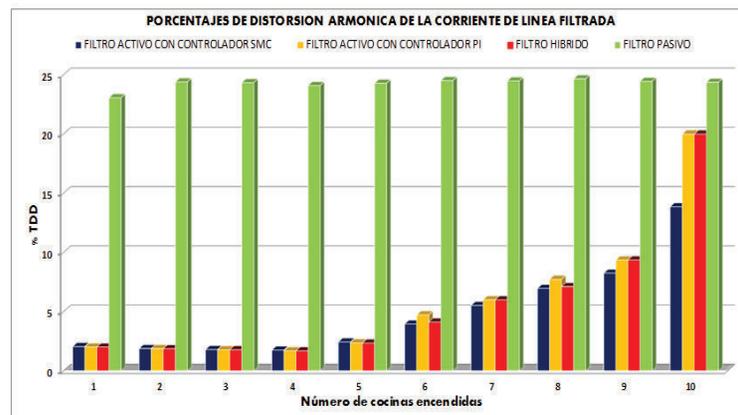


Figura 4.2. Porcentaje de distorsión armónica de la corriente de línea filtrada

La distorsión armónica que inyecta la cocina de inducción marca C es de 28.35% y se mantiene constante según el ingreso de más cocinas a la prueba de desempeño, aumentado si la corriente de línea consumida en el sistema. De la Figura 4.2 se puede observar el aumento de TDD de la corriente filtrada según

van ingresando en funcionamiento las cocinas, debido a que la amplitud de los armónicos aumenta y la energía almacenada en el filtro activo e híbrido no es suficiente para mitigar a la amplitud de todos los armónicos, mientras tanto, el filtro activo llega a mantener un valor de distorsión armónica pero de un valor muy alto no cumpliendo el objetivo de eliminación de armónicos que se inyecta a la red.

Otro punto muy importante es observar el aumento de la corriente consumida por el sistema completo carga no lineal (cocina de inducción) y filtros en la Figura 4.3 se puede observar este comportamiento.

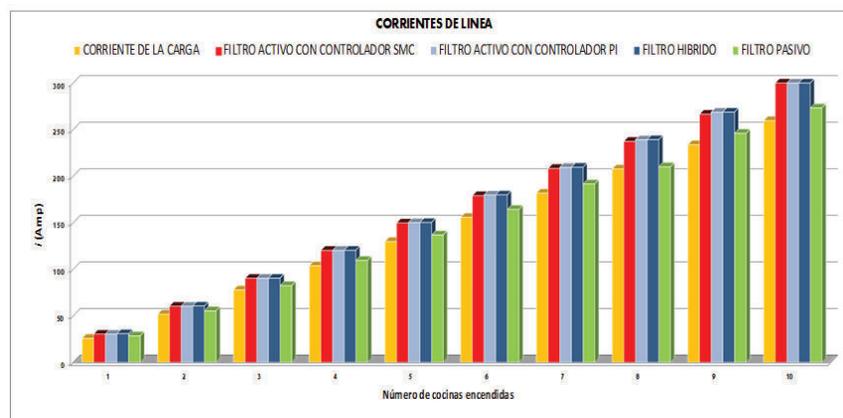


Figura 4.3. Corrientes de línea filtrada y sin filtrar

El filtro con controlador SMC se puede observar que tiene mejor desempeño en esta prueba que el filtro pasivo, activo con control PI e híbrido en la eliminación de armónicos inyectados a la red, el peor desempeño se tiene con el filtro pasivo, puesto que la potencia necesaria para mitigar los armónicos no abastecen los elementos pasivos que lo conforman.

Por otro lado el consumo de corriente de línea en la carga con los filtros activos e híbridos es mayor, se debe al principio de funcionamiento de estos filtros que tratan de replicar los armónicos producidos por la carga y cancelarlos entre ellos necesitando aumentar su consumo de energía desde la red eléctrica.

4.1.2 COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LOS FILTROS

Una vez realizado el análisis cuantitativo del desempeño de los filtros y los datos allí encontrados, se puede realizar una comparación cualitativa de los mismos según la siguiente Tabla lo muestra.

Tabla 4.4. Cuadro comparativo de los filtros diseñados

FILTRO DISEÑADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
FILTRO PASIVO	<ul style="list-style-type: none"> • Fácil diseño e implementación. • Bajo costo para la implementación, sus componentes como bobinas y capacitores son de bajos costos. 	<ul style="list-style-type: none"> • Necesita una gran disponibilidad de espacio físico. • Probablemente problemas de resonancia con la red eléctrica. • No es aplicable a cargas fluctuantes, es decir, cargas que varían el consumo de potencias reactivas, bajando el rendimiento del filtro.
FILTRO ACTIVO	<ul style="list-style-type: none"> • No depende de la distorsión armónica de la carga si no de la potencia de la misma. • Menor consumo de energía aumentando la eficiencia energética. • Gran rendimiento en la eliminación de armónicos. 	<ul style="list-style-type: none"> • Alto grado de dificultad para el diseño e implementación. • Mayor costo de implementación. • Necesita una fuente de alimentación, por esta razón limitando a sistemas de alta potencia su utilidad.
FILTRO HÍBRIDO	<ul style="list-style-type: none"> • Utilizado en sistemas de mayor potencia que los filtros activos. • Buen rendimiento en la eliminación de armónicos. • Mayor grado de confiabilidad en la eliminación de armónicos. 	<ul style="list-style-type: none"> • Alto grado de dificultad para el diseño e implementación. • Se debe conocer la distorsión de la carga para la sintonización del filtro pasivo. • Mayor consumo energético y costo de producción.

4.2 COMPARACIÓN ENTRE CONTROLADOR PI Y SMC

Las dos técnicas de control propuestas en este proyecto para el control del filtro activo monofásico, las mismas que son implementadas para el control del lazo de corriente en el esquema utilizado son las técnicas de control PI y SMC. Cabe la

necesitada de medir el rendimiento de cada uno de ellos y realizar análisis comparativo de las dos estrategias de control, mediante los índices del desempeño de un sistema de control como los son.

- Índice del error absoluto (*IEA*).
- Error cuadrático medio (*Ec*).

Se debe tomar en cuenta que la referencia del lazo de control de corriente es una referencia no lineal como se muestra en la Figura 4.4, por ende, surge el interés de saber la desviación que existe entre la corriente de referencia y la corriente generada por el filtro activo monofásico.

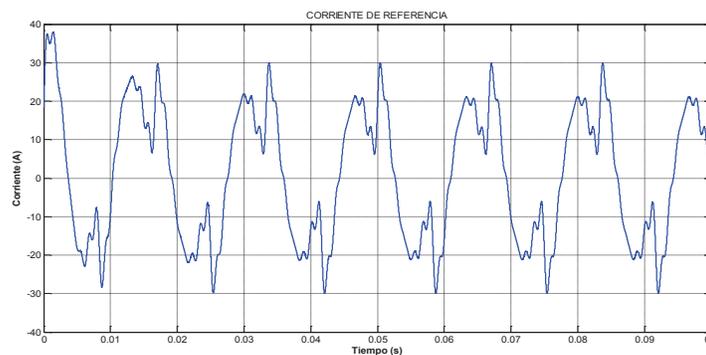


Figura 4.4. Corriente de referencia

En el cálculo de los índices de control se toma como carga no lineal a la cocina de inducción marca C, que presenta un TDD de 28.86% y una corriente de 25.98 A, en las Figuras 4.5 y 4.6 se presentan las formas de la corriente de referencia y las corrientes generadas a través de los dos tipos de reguladores y en la Tabla 4.8 se presentan los índices calculados para estos reguladores.

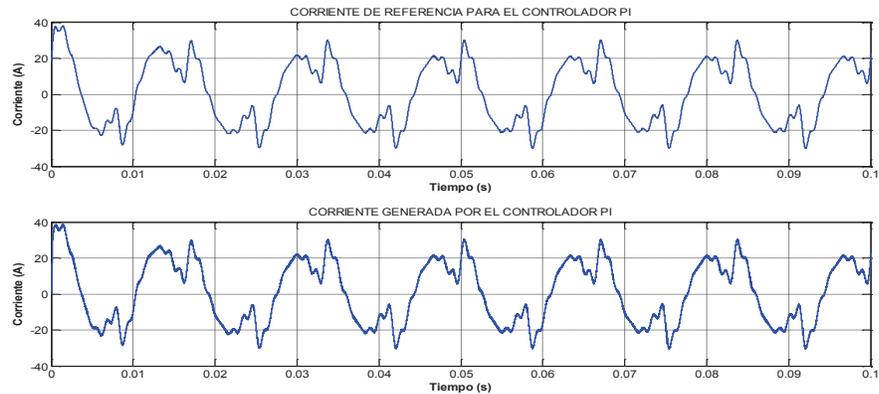


Figura 4.5. Corriente de referencia y generada para el controlador tipo PI

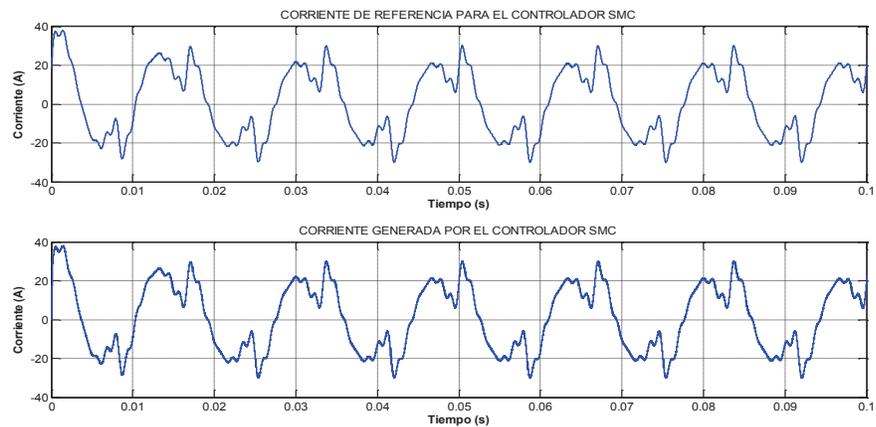


Figura 4.6. Corriente de referencia y generada para el controlador tipo SMC

Tabla 4.5. Índices del error absoluto y error cuadrático de los controladores PI y SMC

FILTRO	IEA	Ec
CONTROLADOR PI	0.04794	0.0005721
CONTROLADOR SMC	0.03065	0.0005818

Se puede observar que los índices en los dos controladores son bajos y similares para cada caso de los controladores. Pero se puede manifestar que el controlador con técnica de control en modos deslizantes (SMC) tiene un mejor rendimiento que en controlador con técnica de control PI, no obstante el regulador por modos deslizantes tienen un mejor desempeño en la eliminación de armónicos según TDD de la corriente filtrada por ese filtro activo.

4.2.1 COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LOS FILTROS ACTIVOS

Mediante las pruebas realizadas e índices calculados de los sistemas de control, se presenta a continuación un cuadro comparativo entre los filtros activos con controlador PI y SMC.

Tabla 4.6. Cuadro comparativo de los filtros activos

FILTRO DISEÑADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
FILTRO ACTIVO PI	<ul style="list-style-type: none"> • Controladores muy utilizados en sistemas de control para variables eléctricas. • Con buenos criterios de diseño se simplifica y facilita el diseño. • Fácil implementación en ámbito de software. • Buena respuesta tanto a la prueba de seguimiento y eliminación de armónicos de las cargas no lineales. 	<ul style="list-style-type: none"> • A cambios de parámetros de la planta el controlador no se auto calibra sus constantes.
FILTRO ACTIVO SMC	<ul style="list-style-type: none"> • Controladores muy robustos a cambios bruscos de referencia. • Muy aplicable a sistemas no lineales. • Buena respuesta tanto a la prueba de seguimiento y eliminación de armónicos de las cargas no lineales. 	<ul style="list-style-type: none"> • Controladores aún en estudio poco implementados en el ámbito industrial. • Implementación en ámbito de software un poco compleja. • Se debe conocer de manera muy completa a la planta para el diseño del controlador.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

- La distorsión armónica tanto de corriente como de voltaje son problemas significativos que se agudizarán en los próximos años en el país con el incremento de las cargas no lineales en los sistemas eléctricos de distribución, por ello la necesidad de métodos y estrategias de mitigación de esta problemática.
- Después de haber analizado las normativas que en nuestro país rigen la calidad del servicio eléctrico, no existe una normativa de las entidades pertinentes que regule la inyección de contenido armónico de corriente que inyectan las cargas al sistema eléctrico. Considerando los diferentes inconvenientes que pueden generar los altos niveles de distorsión armónica de corriente, se deben realizar regulaciones al respecto o a su vez optar como referencia la normativa de la IEEE en lo referente a la inyección de armónicos de corriente a la red eléctrica.
- El uso del software de simulación, como lo es SIMULINK de MATLAB®, demostró ser una herramienta versátil que permitió confirmar el adecuado funcionamiento de los circuitos y esquemas de control propuestos. Es así que se constató una adecuada mitigación del contenido armónico que inyectan a la red las cocinas de inducción residenciales.
- Los filtros pasivos de potencia conexión paralela a la carga presentan como principal desventaja al tener variaciones de incremento de consumo de corriente, en consecuencia, al aumentar la amplitud de los armónicos disminuye la capacidad de mitigación del filtro.
- Los filtros activos de potencia en conexión paralela a la carga presentan varias ventajas con respecto a los filtros pasivos, una de las principales es la mitigación de armónicos en un amplio rango de frecuencias. No

obstante, los filtros activos también presentan limitantes como la disminución del rendimiento en la eliminación de armónicos a variaciones de consumo de la carga. Esto se debe a que en este tipo de filtro el voltaje en corriente continua (*DC*) que debe mantenerse en el capacitor (*C*) está relacionado con la amplitud de las corrientes de compensación que pueden inyectarse, en otras palabras, cuando la carga no lineal genera un armónico de gran amplitud es posible que el voltaje *DC* no sea suficiente para cancelar dicho armónico, de allí la importancia de conocer a priori el comportamiento de la carga a ser colocada.

- El uso de filtros híbridos ha mostrado ser una opción interesante para la mitigación de armónicos de cargas no lineales. Es así que en las pruebas realizadas en la eliminación de armónicos, éste método fue el que presentó el mejor rendimiento. No obstante, un inconveniente del mismo es que para su implementación se requiere de un conocimiento más detallado de la operación de la carga no lineal para la sintonización de los parámetros del filtro pasivo que se encuentra en el filtro híbrido.
- De las dos técnicas de control empleadas (PI y SMC), se puede concluir que estas dos estrategias de control presentan un buen desempeño en la eliminación de armónicos y exhiben varias ventajas y desventajas dentro del esquema de control implementado en los filtros activos. Como ventajas de los dos controladores se tiene fácil diseño e implementación, robustez, confiabilidad y como dificultades de ambos controladores se puede mencionar la calibración de las constantes que dependen directamente de la planta a controlar. No obstante, el desempeño de los controladores podría no ser el apropiado de existir cambios en las características de la planta.
- Se ha expuesto las ventajas y desventajas de los filtros pasivos, activos e híbridos. Mediante las pruebas realizadas se puede concluir que el uso de los filtros activos e híbridos constituye una opción apropiada para salvaguardar el adecuado funcionamiento de sistemas eléctricos de distribución con significativa presencia de armónicos de corriente.

5.2 RECOMENDACIONES

- Se recomienda que los fabricantes sean más cuidadosos en el diseño de los componentes de sus cocinas de inducción pues según se verificó, de tres marcas comerciales estudiadas, una de ellas no cumple con los requerimientos de la normativa para el control de armónicos que dicta la IEEE utilizada en este informe.
- Antes del uso de software de simulación empleado, se recomienda conocer las diferentes opciones de configuración y parámetros del mismo con el fin de reducir la carga computacional y tiempos de simulación de los casos analizados.
- Para proyectos futuros afines al tema principal que se trató en este trabajo, es recomendable para la implementación de los filtros activos realizar pruebas de funcionamiento por etapas individuales del filtro como son las etapas de adquisición de datos, control y de potencia a manera de optimizar tiempo y recursos.
- Para verificar el alcance y versatilidad de las técnicas de control desarrolladas, se recomienda emplearlas en cargas no lineales que generen TDD de valores superiores a las consideradas en el presente proyecto.
- Se recomienda la implementación de filtros pasivos, activos e híbridos de potencia y la aplicación de normativas específicas al control de armónicos de corriente en los sistemas eléctricos con alta penetración de cocinas de inducción residenciales. Esto toma mayor relevancia al haber constatado que existen marcas comerciales de cocinas que no están cumpliendo la normativa de la IEEE al respecto.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Tejada, A. Llamas, Efectos de las armónicas en los sistemas eléctricos, 2009.
- [2] C. Rodríguez, “El impacto socio-económico del plan de gobierno de la sustitución de cocinas de gas (glp) por las eléctricas de inducción en el sector residencial de Guayaquil,” Universidad de Guayaquil, Ecuador, 2015.
- [3] A. Tama, Cocina De Inducción Versus Cocina a Gas (Glp), 2013
- [4] E. Cushicondor, D. Tito, “Diseño y construcción de un prototipo de una cocina de inducción electromagnética,” Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, 2009.
- [5] L. Carballo, G. Ramón, “Medición del ciclo de histéresis de un material ferromagnético,” 2007.
- [6] A. Gonzales, “Convertidor resonante con enclave de tensión como amplificador de potencia modulado en fase,” Universidad Nacional de La Plata, Argentina, 2000.
- [7] M. Gil, “Fundamentos e implementación del calentamiento por inducción electromagnética, aplicado en cocinas residenciales.,” Universidad Católica de Cuenca, Ecuador, 2014.
- [8] J. Jaramillo, J. Rosero, “Impacto de la carga eléctrica de las cocinas de inducción en la demanada del transformador de edificios de propiedad preponderantemente residenciales,” Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, 2014.
- [9] P. Bañuelos, Harmonic Pollution Produced by Low Power Nonlinear Loads : Mathematical Model and Practical Cases, pp. 189–198, 2010.

- [10] C. Orellana, "Análisis de distorsión armónica en redes de distribución de energía eléctrica utilizando Matlab ®," Universidad de San Carlos de Guatemala, 2011.
- [11] C. Orellana, "Análisis de distorsión armónica en redes de distribución de energía eléctrica utilizando Matlab ®," Universidad de San Carlos de Guatemala, 2011.
- [12] C. Cruz, I. Vaca, S. Falcones, "Diseño y Simulación del Control de un Filtro Activo Monofásico Paralelo Resumen," no. 1.
- [13] C. Alexander, M. Sadiku, Fundamentos de circuitos eléctricos, 3ra ed. México: McGraw-Hill, 2006.
- [14] J. Ortiz, G. Valderrama, "Control en cascada de un intercambiador de calor," Corporación Universitaria Tecnológica de Bolívar, Cartagena de Indias, Colombia, 2003.
- [15] M. A. Moreno, Apuntes de control PID, La Paz Enero, vol. 8, pp. 6–7, 2001.
- [16] V. Mazzone, Controladores PID, Control Automático 1, Automatización y Control Industrial, Universidad Nacional de Quilmes, Argentina, 2002.
- [17] C. Evangelista, "Control De Sistemas No Lineales Por Modos Deslizantes De Segundo Orden. Aplicacion a La Conversion De Energia Eolica," Universidad Nacional de La Plata, Argentina, 2012.
- [18] O. Camacho, Sliding Mode Control in Process Industry, vol. 30, no. 2005, pp. 351–359, 2006.
- [19] L. Fuentes, Y. Tutira, P. Rios, "Diseño y simulación de estrategias de control conmutado en convertidores de potencia," Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia, 2012.

- [20] V. Espinosa, V. Moya, "Diseño y simulación de un algoritmo de control robusto para la formación de cuadricópteros," Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, 2016.
- [21] R. Verdeja, "Comparación experimental del desempeño de un filtro activo paralelo de potencia bajo la acción de controladores tipo: histéresis, proporcional- integral-derivativo y basado en pasividad," Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, México, 2004.
- [22] E. Ramírez, "Distorsión armónica," 2012, no. 222.
- [23] Analizador de redes manual de instrucciones, Circutor S.A., 2010, p. 4.
- [24] Instrucciones para la instalación y recomendaciones de uso y mantenimiento encimeras de cocción de inducción, Teka, 2010, p. 15.
- [25] ARCONEL, Calidad del Servicio Eléctrico de Distribución, 2015.
- [26] IEEE Standard 519-2014, Schneider Electric, 2014.
- [27] Guía del usuario para transformadores, Empresa Electrica Quito S. A., Quito, 2010.
- [28] C. Ramos, "Electrificación de un hotel," Universidad Politécnica de Catalunya, España, 2011.
- [29] B. De Metz-Noblar, F. Dumas, G. Thomasset, "Cálculo de corrientes de cortocircuito, Schneider Electric," 2000.
- [30] C. Carrillo, "Fundamentos del Análisis de Fourier," Universidad de Vigo, España, 2003.
- [31] M. E. Cumbicus, J. L. Jaramillo, "Estado del arte en la compensación de armónicos en cocinas de inducción," pp. 1–6, 2014.

- [32] O. A. Trujillo Orozco, "Compensación de corriente usando filtro activo de potencia en derivación para fuentes armónicas de tensión," Univeridad Nacional de Colombia, 2015.
- [33] O. L. Santos, "Filtro activo paralelo para compensación de factor de potencia y distorsión armónica en aplicaciones industriales," Universidad Nacional de Colombia, 2010.
- [34] A. Q. Novoa, Introducción a la electrónica de potencia Tema 11 - Inversores, pp. 1–24, 2007.
- [35] J. Pontt, "Armónicas en sistemas industriales con convertidores estáticos," Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, 2002.
- [36] K. Ogata, "Ingeniería de control moderna", 5ta edición, Editorial Pearson Educación, S.A., Madrid, 2010, pp. 212-217.
- [37] X. Dominguez, O. Camacho, P. Leica, A. Rosales, A Fixed-Frequency Sliding-mode Control in a Cascade Scheme for the Half-bridge Bidirectional DC-DC Converter, 2016.

ANEXO A

**DATOS A DIFERENTES PERFILES DE
FUNCIONAMIENTO DE LAS TRES MARCAS
COMERCIALES DE COCINA DE INDUCCIÓN**

Tabla A.1. Datos medidos de la cocina de inducción comercial marca A.

Marca comercial	A							
Voltaje de línea [V]	210							
Voltaje de Fase [V]	122							
Numero de hornillas encendidas	1							
Nivel de potencia	1							
Potencia activa [W]	454.03							
Potencias reactiva [VAR]	901.2							
Potencia aparente [VA]	1008.9							
Factor de potencia	0.45							
Corriente de línea [A]	4.8							
Corriente del neutro [A]	0.012							
Corriente fundamental [A]	4.52							
% TDD	6.89							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	2.03	4.28	2.31	1.07	1.29	1.123	1.52	0.925
Nivel de potencia	2							
Potencia [W]	656.54							
Potencias reactiva [VAR]	829.87							
Potencia aparente [VA]	1058.93							
Factor de potencia	0.62							

Corriente de línea [A]	5.05							
Corriente del neutro [A]	0.001							
Corriente fundamental [A]	4.9							
% TDD	6.27							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	1.93	3.70	2.32	0.72	1.28	1	1.36	1.10
Nivel de potencia	3							
Potencia [W]	829.1							
Potencias reactiva [VAR]	845.67							
Potencia aparente [VA]	1184.42							
Factor de potencia	0.7							
Corriente de línea [A]	5.64							
Corriente del neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	5.36							
% TDD	5.81							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	1.84	3.43	2.30	0.60	1.28	0.84	1.33	1.38
Nivel de potencia	4							
Potencia [W]	999.2							
Potencias reactiva [VAR]	802.4							
Potencia aparente [VA]	1281							
Factor de potencia	0.78							
Corriente de línea [A]	6.1							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	5.9							
% TDD	6.13							

Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia arm.	1.94	3.51	2.38	0.59	1.25	0.73	1.35	1.51
NIVEL DE POTENCIA	5							
Potencia activa [W]	1172.4							
Potencias reactiva [VAR]	817.67							
Potencia aparente [VA]	1429.26							
Factor de potencia	0.82							
Corriente de línea [A]	6.83							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	6.01							
% TDD	6.5							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	1.75	3.67	2.68	0.3	1.34	0.57	1.58	1.56
NIVEL DE POTENCIA	6							
Potencia [W]	1272.4							
Potencias reactiva [VAR]	721.45							
Potencia aparente [VA]	1462.45							
Factor de potencia	0.87							
Corriente de línea [A]	7.3							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	7.23							
% TDD	5.92							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	2.19	4.53	2.81	1.21	1.45	1.30	1.75	1.37
NIVEL DE POTENCIA	7							

Potencia activa [W]	1540.72							
Potencias reactiva [VAR]	558.75							
Potencia aparente [VA]	1638.9							
Factor de potencia	0.94							
Corriente de línea [A]	7.8							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	7.4							
% TDD	5.61							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	1.92	3.43	2.24	0.43	1.09	0.53	1.18	1.12
NIVEL DE POTENCIA	8							
Potencia activa [W]	1600.1							
Potencias reactiva [VAR]	632.4							
Potencia aparente [VA]	1720.54							
Factor de potencia	0.93							
Corriente de línea [A]	8.1							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	7.8							
% TDD	5.23							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	2.02	3.33	1.98	0.39	1.11	0.5	1.06	0.72
NIVEL DE POTENCIA	9							
Potencia activa [W]	1621							
Potencias reactiva [VAR]	640.67							
Potencia aparente [VA]	1743							

Factor de potencia	0.93							
Corriente de línea [A]	8.3							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	8.1							
% TDD	4.85							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje con respecto a la fundamental	2.24	2.89	1.8	0.43	1.08	0.39	0.93	0.64
Numero de hornillas encendidas	2							
NIVEL DE POTENCIA	1							
Potencia activa [W]	1035.57							
Potencias reactiva [VAR]	510.55							
Potencia aparente [VA]	1150.63							
Factor de potencia	0.9							
Corriente de línea [A]	5.48							
Corriente por el neutro [A]	0.013							
Corriente fundamental [A]	3.72							
% TDD	5.21							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	1.78	3.14	2.12	0.58	1.22	0.55	1.14	0.96
NIVEL DE POTENCIA	5							
Potencia a [W]	1551.2							
Potencias reactiva [VAR]	613.06							
Potencia aparente [VA]	1667.95							
Factor de potencia	0.93							
Corriente de línea [A]	7.47							

Corriente por el neutro [A]	0.013							
Corriente fundamental [A]	7.1							
% TDD	4.7							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	2.01	2.79	1.172	0.3	0.98	0.31	0.88	0.80
NIVEL DE POTENCIA	9							
Potencia activa [W]	2100.23							
Potencias reactiva [VAR]	2264.57							
Potencia aparente [VA]	3088.57							
Factor de potencia	0.68							
Corriente de línea [A]	14.7							
Corriente por el neutro [A]	0.013							
Corriente fundamental [A]	14.2							
% TDD	4.66							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	2.07	2.69	1.5	0.36	0.81	0.32	0.68	0.67

Tabla A. 2. Datos medidos de la cocina de inducción comercial marca B.

Marca comercial	B
Voltaje de línea [V]	215
Voltaje de fase [V]	124
Tamaño de la hornilla	Pequeña
Numero de hornillas encendidas	1
NIVEL DE POTENCIA	1
Potencia activa [W]	23

Potencias reactiva [VAR]	178							
Potencia aparente [VA]	176.6							
Factor de potencia	0.128							
Corriente de línea [A]	0.77							
Corriente por el neutro [A]	0.013							
Corriente fundamental [A]	0.65							
% TDD	17.5							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.66	11	6.45	3.1	3.11	5.54	1.82	0.87
NIVEL DE POTENCIA	2							
Potencia activa [W]	47.1							
Potencias reactiva [VAR]	232.6							
Potencia aparente [VA]	254.5							
Factor de potencia	0.182							
Corriente de línea [A]	1.2							
Corriente por el neutro [A]	0.001							
Corriente fundamental [A]	1.14							
% TDD	15.1							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.46	10	6.21	9.82	3.03	5.10	1.85	0.87
NIVEL DE POTENCIA	3							
Potencia activa [W]	65.8							
Potencias reactiva [VAR]	288.1							
Potencia aparente [VA]	278.5							
Factor de potencia	0.23							

Corriente de línea [A]	1.33							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	1.25							
% TDD	14.4							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.31	8.48	5.77	2.51	3.01	4.48	1.97	1.22
NIVEL DE POTENCIA	4							
Potencia activa [W]	118.7							
Potencias reactiva [VAR]	377.5							
Potencia aparente [VA]	395.66							
Factor de potencia	0.3							
Corriente de línea [A]	1.84							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	1.47							
% TDD	13.01							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.23	7.52	5.45	2.23	2.85	4.09	1.98	1.19
NIVEL DE POTENCIA	5							
Potencia [W]	211.88							
Potencias reactiva [VAR]	540.45							
Potencia aparente [VA]	580.5							
Factor de potencia	0.365							
Corriente de línea [A]	2.703							
Corriente por el neutro [A]	0.01							

Corriente fundamental [A]	2.01							
% TDD	11.7							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.34	5.75	4.46	2.17	2.38	3.39	2.22	1.31
NIVEL DE POTENCIA	6							
Potencia [W]	379.9							
Potencias reactiva [VAR]	480.1							
Potencia aparente [VA]	612.75							
Fp	0.62							
Corriente de línea [A]	2.85							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	2.35							
% TDD	11.5							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia armc.	3.31	2.56	4.88	2.12	2.49	3.15	2.26	1.27
NIVEL DE POTENCIA	7							
Potencia [W]	449.8							
Potencias reactiva [VAR]	491.8							
Potencia aparente [VA]	666.3							
Fp	0.675							
Corriente de línea [A]	3.1							
Corriente neutro	0.01							
Corriente fundamental [A]	3.01							
% TDD	10.6							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°

Porcentaje de presencia del armónico	3.35	4,47	4.5	2.26	2.31	2.65	2.35	1.42
NIVEL DE POTENCIA	8							
Potencia [W]	764.84							
Potencias reactiva [VAR]	316							
Potencia aparente [VA]	827.74							
Factor de potencia	0.924							
Corriente de línea [A]	3.85							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	3.56							
% TDD	10.2							
Orden del arm.	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.25	4.27	4.17	2.15	2.15	2.46	2.26	1.41
NIVEL DE POTENCIA	9							
Potencia activa [W]	1100.1							
Potencias reactiva [VAR]	388.2							
Potencia aparente [VA]	1166.6							
Factor de potencia	0.943							
Corriente de línea [A]	5.43							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	5.4							
% TDD	6.02							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	2.03	3.12	2.5	0.425	0.893	1.42	1.51	1.04
NIVEL DE POTENCIA	10							
Potencia [W]	1304							

Potencias reactiva [VAR]	312.3							
Potencia aparente [VA]	1343							
Factor de potencia	0.971							
Corriente de línea [A]	6.25							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	6.21							
% TDD	5.51							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	1.88	2.95	2.32	0.431	0.728	1.42	1.38	0.9
Tamaño de la hornilla	Grande							
Numero de hornillas encendidas	1							
NIVEL DE POTENCIA	1							
Potencia activa [W]	59.83							
Potencias reactiva [VAR]	253.6							
Potencia aparente [VA]	260.13							
Factor de potencia	0.23							
Corriente de línea [A]	1.1							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	1.02							
% TDD	14.3							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	4.91	11.3	5.82	9.5	2.89	5.67	1.45	0.56
NIVEL DE POTENCIA	5							

Potencia activa [W]	300.2							
Potencias reactiva [VAR]	432.77							
Potencia aparente [VA]	526.7							
Fp	0.57							
Corriente de línea [A]	2.45							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	2.1							
% TDD	11.3							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.56	4.74	3.34	2.08	2.8	3.5	2.11	1.25
NIVEL DE POTENCIA	10							
Potencia [W]	1999.2							
Potencias reactiva [VAR]	362.3							
Potencia aparente [VA]	2031.8							
Fp	0.984							
Corriente de línea [A]	9.45							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	9.36							
% TDD	7.52							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	5.95	3.32	1.83	1.09	0.6	1.22	0.75	0.5
Numero de hornillas encendidas	4							
NIVEL DE POTENCIA	1							
Potencia[W]	802.9							
Potencias reactiva [VAR]	665.26							

Potencia aparente [VA]	1042.7							
Fp	0.77							
Corriente de línea [A]	4.85							
Corriente neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	4.35							
% TDD	15.3							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.55	10.5	6.11	9.8	3	5.40	1.78	0.9
NIVEL DE POTENCIA	5							
Potencia [W]	609.52							
Potencias reactiva [VAR]	1938.7							
Potencia aparente [VA]	2031.7							
Factor de potencia	0.3							
Corriente de línea [A]	9.45							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	8.95							
% TDD	9.9							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	3.94	4.51	2.36	1	1.2	0.9	2.3	1.59
NIVEL DE POTENCIA	8							
Potencia activa [W]	2844.36							
Potencias reactiva [VAR]	1279.2							
Potencia aparente [VA]	3118.8							
Factor de potencia	0.912							
Corriente de línea [A]	14.5							

Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	14.2							
% TDD	7.6							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	2.11	4.11	2.15	1	1.5	1.34	1.8	0.9

Tabla A. 3. Datos medidos de la cocina de inducción comercial marca C.

Marca comercial	C							
Voltaje de línea [V]	222							
Voltaje de fase [V]	112							
Tamaño de la hornilla	Pequeña							
Numero de hornillas encendidas	1							
NIVEL DE POTENCIA	1							
Potencia activa [W]	25.5							
Potencias reactiva [VAR]	379.7							
Potencia aparente [VA]	380.6							
Factor de potencia	0.067							
Corriente de línea [A]	1.72							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	1.99							
% TDD	32.5							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	25.5	10.9	9.05	12.2	8.61	9.01	4.47	2.57
NIVEL DE POTENCIA	2							
Potencia activa [W]	102.1							

Potencias reactiva [VAR]	475.4							
Potencia aparente [VA]	486.2							
Factor de potencia	0.212							
Corriente de línea [A]	2.156							
Corriente del neutro [A]	0.012							
Corriente fundamental [A]	2.10							
% TDD	34.2							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	22.5	12.9	11	12.5	10.2	8.53	3.49	2.26
NIVEL DE POTENCIA	3							
Potencia activa [W]	118.9							
Potencias reactiva [VAR]	500.8							
Potencia aparente [VA]	514.7							
Factor de potencia	0.231							
Corriente de línea [A]	2.32							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	2.31							
% TDD	30.4							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	19.1	14.3	11.8	8.96	7.27	6.88	2.54	2.33
NIVEL DE POTENCIA	4							
Potencia activa [W]	246.4							
Potencias reactiva [VAR]	618.6							
Potencia aparente [VA]	665.9							
Factor de potencia	0.37							

Corriente de línea [A]	3							
Corriente del neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	2.7							
% TDD	30.5							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	19.1	14.4	11.9	8.81	7.22	6.43	2.55	2.36
NIVEL DE POTENCIA	5							
Potencia activa [W]	351							
Potencias reactiva [VAR]	604.7							
Potencia aparente [VA]	699.2							
Factor de potencia	0.502							
Corriente de línea [A]	3.15							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	3.11							
% TDD	29.7							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	17,6	14.3	12.2	7.57	6.57	6.62	2.16	2.45
NIVEL DE POTENCIA	6							
Potencia activa [W]	437							
Potencias reactiva [VAR]	708.33							
Potencia aparente [VA]	832.2							
Factor de potencia	0.525							
Corriente de línea [A]	3.75							
Corriente del neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	3.34							
% TDD	29.1							

Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	17.3	14.6	17.7	6.77	6.77	6.6	2.28	2.58
NIVEL DE POTENCIA	7							
Potencia activa [W]	530							
Potencias reactiva [VAR]	662.1							
Potencia aparente [VA]	848							
Factor de potencia	0.625							
Corriente de línea [A]	3.82							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	3.61							
% TDD	28.4							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	16	15.6	12.2	6.84	6.79	6.14	1.84	3.27
NIVEL DE POTENCIA	8							
Potencia activa [W]	685.5							
Potencias reactiva [VAR]	641.8							
Potencia aparente [VA]	939.1							
Factor de potencia	0.73							
Corriente de línea [A]	4.23							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	4.095							
% TDD	27.8							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	16.2	14.4	12.2	5.63	5.82	4.47	2.21	2.43

NIVEL DE POTENCIA	9								
Potencia activa [W]	750.8								
Potencias reactiva [VAR]	642.1								
Potencia aparente [VA]	987.9								
Factor de potencia	0.76								
Corriente de línea [A]	4.45								
Corriente por el neutro [A]	0.01								
Corriente fundamental [A]	4.2								
% TDD	24.6								
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°	
Porcentaje de presencia del armónico	15.2	12	10.7	4.87	5	6.03	2.7	1.75	
NIVEL DE POTENCIA	10								
Potencia activa [W]	1125								
Potencias reactiva [VAR]	-622								
Potencia aparente [VA]	1320								
Factor de potencia	0.851								
Corriente de línea [A]	5.72								
Corriente por el neutro [A]	0.01								
Corriente fundamental [A]	5.6								
% TDD	20.3								
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°	
Porcentaje de presencia del armónico	13.1	8.81	8.27	4.3	4.27	5.75	7.24	0.685	
Tamaño de la hornilla	Grande								
Numero de hornillas encendidas	1								
NIVEL DE POTENCIA	1								

Potencia [W]	63.23							
Potencias reactiva [VAR]	464.1							
Potencia aparente [VA]	468.4							
Factor de potencia	0.135							
Corriente de línea [A]	2.11							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	1.985							
% TDD	37.6							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	23.5	12.3	10.8	13.8	9.12	8.76	3.59	2.05
NIVEL DE POTENCIA	5							
Potencia [W]	547.4							
Potencias reactiva [VAR]	702.1							
Potencia aparente [VA]	890.2							
Factor de potencia	0.615							
Corriente de línea [A]	4.01							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	3.85							
% TDD	26.5							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	16.5	12.5	11.3	6.45	5.12	6.45	2.88	1
NIVEL DE POTENCIA	10							
Potencia activa [W]	1220.9							
Potencias reactiva [VAR]	682.26							
Potencia aparente [VA]	1398.6							
Factor de potencia	0.873							

Corriente de línea [A]	6.3							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	6.22							
% TDD	20.4							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	14.2	8.8	8.02	4.22	3.02	4.84	2.82	0.491
Numero de hornillas encendidas	4							
NIVEL DE POTENCIA	1							
Potencia activa [W]	341.25							
Potencias reactiva [VAR]	737.4							
Potencia aparente [VA]	812.5							
Factor de potencia	0.42							
Corriente de línea [A]	3.66							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	3.12							
% TDD	35.3							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	20.6	11.6	10.2	9.5	7.42	7.91	3.87	2.17
NIVEL DE POTENCIA	5							
Potencia [W]	1438.76							
Potencias reactiva [VAR]	2363.25							
Potencia aparente [VA]	2766.76							
Factor de potencia	0.52							
Corriente de línea [A]	12.46							
Corriente por el neutro [A]	0.01							

Corriente fundamental [A]	12.34							
% TDD	30.5							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	25.43	11.34	10	11.4	9.1	8.45	3.59	2.1
NIVEL DE POTENCIA	10							
Potencia activa [W]	4892.8							
Potencias reactiva [VAR]	3032.5							
Potencia aparente [VA]	5756.3							
Factor de potencia	0.85							
Corriente de línea [A]	25.93							
Corriente por el neutro [A]	0.01							
Corriente fundamental [A]	25.78							
% TDD	28.9							
Orden del armónico	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Porcentaje de presencia del armónico	24.68	10.4	5.45	3.1	3	6.54	2.56	0.87

ANEXO B

PROGRAMACIÓN EN SIMULINK DE LA COCINA Y FILTROS DISEÑADOS.

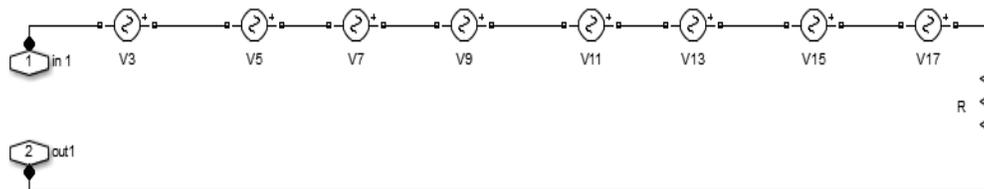


Figura B-1. Simulación de la inyección de armónicos por la cocina de inducción del caso de estudio.

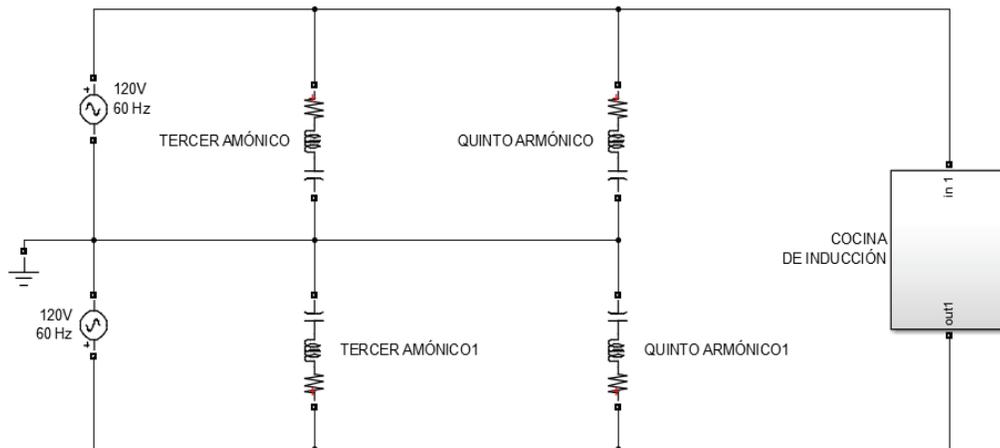


Figura B-2. Simulación del filtro pasivo.

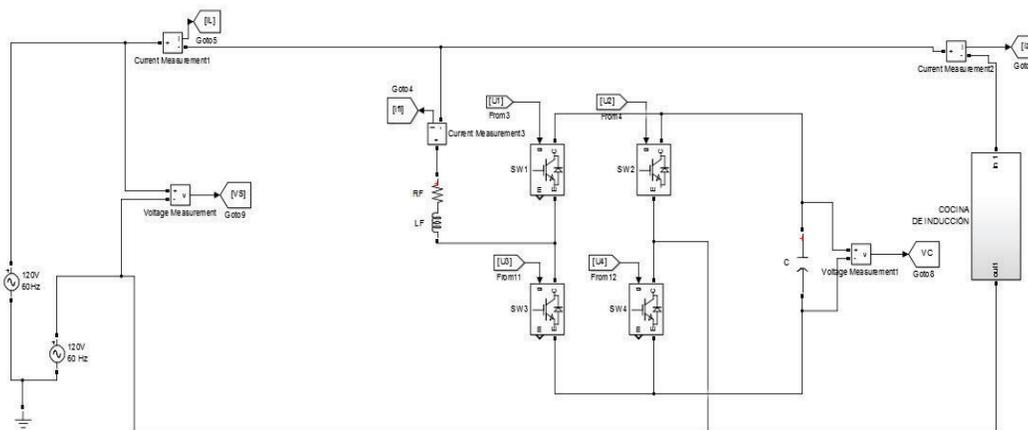


Figura B-3. Esquema de potencia de la simulación del filtro activo con control PI y SMC.

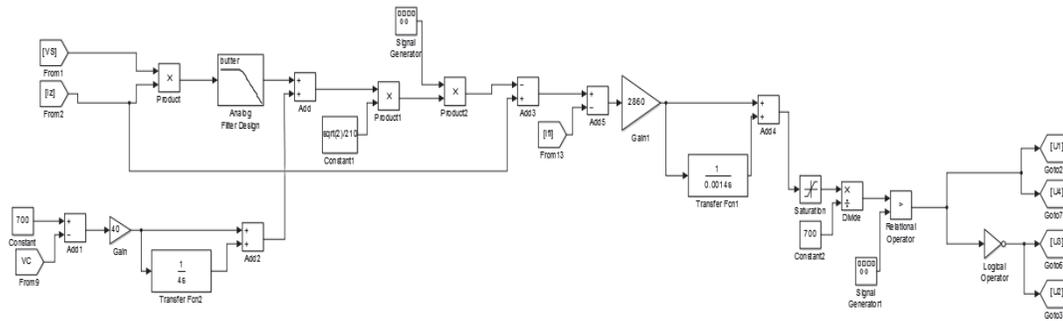


Figura B-4. Esquema de control con regulador PI.

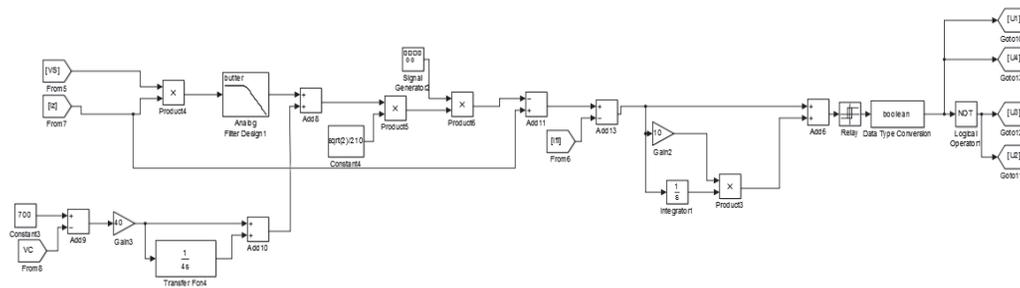


Figura B-5. Esquema de control con regulador SMC.

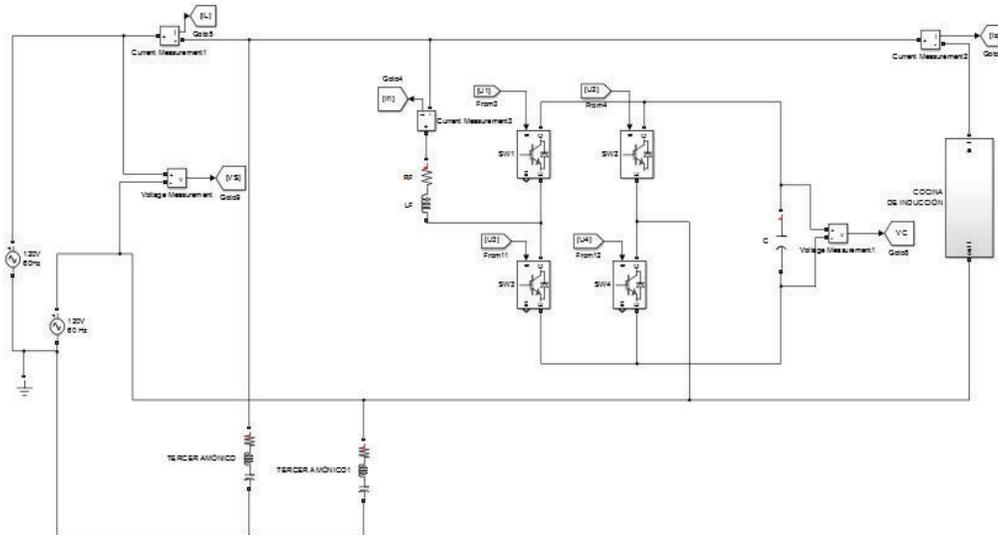


Figura B-6. Esquema de potencia del filtro híbrido.