

Análisis de Eficiencia Energética en Sistemas Trifásicos No Lineales usando IEEE

1459-2010

Tesis Presentada Para Obtener El Título de

Magíster en Electrónica

Universidad Santo Tomás, Bogotá

Rolando Ernesto Rojas Cala

2020

Análisis de Eficiencia Energética en Sistemas Trifásicos No Lineales usando IEEE

1459-2010

Director de Tesis

Edwin Francisco Forero García

Co-Directora

Evy Fernanda Tapias Forero

Universidad Santo Tomás, Bogotá

Rolando Ernesto Rojas Cala

2020

Abstract

The measurement of energy efficiency according to the IEEE 1459-2010 standard applied to static power converters in three-phase systems is the focus of this research. The first part supports the importance of this type of work, the state of the art and theoretical framework related to the standard, theories of electrical power measurement, three-phase three-pulse inverter bridge type static power converters and speed applied to induction motors, in addition to the work methodology, objectives and justification thereof.

Next, the methodology for measuring the efficiency developed in the Matlab Simulink program is presented according to the parameters of IEEE 1459-2010 applied to a three-phase bridge type inverter. In the later section, the method is experimentally demonstrated by applying it to a variable speed drive. Finally, the efficiency measurement is compared in a traditional way with that proposed thanks to the IEEE 1459-2010 standard.

The result of the proposed methodology with respect to the traditional one showed that with the application of the IEEE1459-2010 standard, the efficiency value can be more precisely specified, since the standard includes inefficient energy associated with the presence of harmonics in the signals of current and voltage that are generated by static converters in the process.

Resumen

La medición de eficiencia energética según la norma IEEE 1459-2010 aplicada a convertidores estáticos de potencia en sistemas trifásicos, es el eje de esta investigación. En la primera parte se sustenta la importancia de este tipo de trabajos, el estado del arte y marco teórico relacionado con la norma, las teorías de medición de potencia eléctrica, los convertidores estáticos de potencia tipo puente inversor trifásico de seis pulsos y los variadores de velocidad aplicados a motores de inducción, además de la metodología de trabajo, los objetivos y la justificación del mismo.

A continuación, se presenta la metodología para medir la eficiencia desarrollada en el programa Simulink de Matlab según los parámetros de la IEEE 1459-2010 aplicada a un inversor trifásico tipo puente. En la sección posterior se demuestra experimentalmente el método, aplicándolo a un variador de velocidad. Para finalizar se compara la medición de eficiencia de forma tradicional con la propuesta gracias a la norma IEEE 1459-2010.

El resultado de la metodología propuesta respecto a la tradicional demostró que con la aplicación de la norma IEEE1459-2010 se puede precisar con más exactitud el valor de la eficiencia, por cuanto el estándar incluye energía ineficiente asociada a la presencia de armónicos en las señales de corriente y voltaje que son generadas por los convertidores estáticos en el proceso.

Tabla de contenidos

Introducción	12
Problema tratado	14
Delimitación del problema.....	14
Pregunta de investigación	14
Hipótesis	15
Comprobación de la hipótesis.....	15
Justificación	16
Objetivos.....	18
General.....	18
Específicos	18
Metodología	19
Fase 1:.....	19
Fase 2:.....	19
Fase 3:.....	19
Fase 4:.....	19
Fase 5:.....	19
Fase 6:.....	20

Fase 7:	20
Fase 8:	20
Estado del arte.....	21
Marco teórico	26
Teorías de la Potencia Eléctrica.....	26
Teoría basada en el dominio de la frecuencia circuitos	27
Teoría basada en el dominio del tiempo	29
Estándar IEEE 1459-2010 en trifásicos	31
Sistema trifásico lineal y equilibrado.....	33
Sistema trifásico lineal y desequilibrado	36
Variador de velocidad de motores de inducción asíncronos.....	45
Rectificador trifásico no controlado tipo puente.....	46
Inversor trifásico PWM tipo puente.....	48
Modulación lineal	51
Sobremodulación	52
Motor de inducción asíncrono trifásico	53
Desarrollo en Simulink de la metodología de la eficiencia energética según la norma IEEE 1459-2010.....	55
Descripción	55

Simulación	55
Módulo de carga	56
Módulo rectificador trifásico no controlado y filtro capacitivo.....	58
Módulo puente inversor con IGBT´s	60
Análisis de resultados teniendo en cuenta la norma IEEE 1459-2010	68
Configuración de elementos del sistema experimental.....	81
Toma de datos experimentales.....	83
Datos adquiridos desde los analizadores de entrada y de salida a frecuencia de 60 Hz	85
Resultados Obtenidos.....	91
Comparación metodología aplicada con la medición de potencia.....	93
Conclusiones	96
Lista de referencias	98

Lista de figuras

Figura 1 Sistema trifásico con una fuente convencional y con diferentes cargas conectadas en un punto común PPC	31
Figura 2 Sistema trifásico lineal y desequilibrado	36
Figura 3 Sistema trifásico con cargas no lineales o con armónicos, fuentes no simétricas y corrientes desequilibradas	41
Figura 4 Esquema del variador de velocidad	46
Figura 5 Circuito rectificador trifásico	47
Figura 6 Salida rectificador trifásico	47
Figura 7 Esquema inversor trifásico	49
Figura 8 Señales de control y portadora del PWM	50
Figura 9 Valores de voltaje de salida en una pata del inversor	51
Figura 10 Zonas de trabajo del inversor trifásico	52
Figura 11 Partes principales motor inducción	53
Figura 12 Esquema del circuito de simulación	55
Figura 13 Configuración rectificador trifásico	58
Figura 14 Inversor de seis pulsos	60
Figura 15 Etapa de modulación PWM	60
Figura 16 Esquema total de simulación	63

Figura 17 Cálculo de THD de voltaje y corriente.....	63
Figura 18 Cálculo de valores de voltaje y corriente RMS.....	63
Figura 19 Cálculo de valor fundamental y ángulo de voltajes y corriente.....	64
Figura 20 Voltajes de entrada V_e y fundamental V_{e1}	69
Figura 21 Voltajes de salida V_e y fundamental V_{e1}	69
Figura 22 Corriente de entrada I_e y fundamental I_{e1}	70
Figura 23 Corriente de salida I_e y fundamental I_{e1}	70
Figura 24 Voltaje efectivo armónico V_{eH} de entrada y de salida.....	71
Figura 25 Corriente efectiva armónica I_{eH} de entrada y salida.....	71
Figura 26 Tasa de distorsión armónica THD_{ve} y THD_{ie} en la entrada.....	72
Figura 27 Tasa de distorsión armónica THD_{ve} y THD_{ie} en la salida.....	72
Figura 28 Potencias aparentes totales S_e de entrada y de salida.....	73
Figura 29 Potencias aparentes fundamentales S_{e1} de entrada y salida.....	73
Figura 30 Potencia aparente no fundamental S_{eN} de entrada.....	73
Figura 31 Potencia aparente no fundamental S_{eN} de salida.....	74
Figura 32 Potencia DeI , DeV y SeH de entrada.....	74
Figura 33 Potencia DeI , DeV y SeH de salida.....	75
Figura 34 Potencia activa $P1$ y reactiva $Q1$ fundamental de entrada.....	76
Figura 35 Potencia activa $P1$ y reactiva $Q1$ fundamental de salida.....	77

Figura 36 Bloque ACTIVE-REACTIVA	78
Figura 37 Resultado de la eficiencia según IEEE 1459	79
Figura 38 Esquema del experimento.....	81
Figura 39 Configuración Transductor FLEX.....	82
Figura 40 Circuito de medición de potencia	93
Figura 41 Método de medición de potencia.....	94
Figura 42 Potencia aparente de entrada	94
Figura 43 Potencia aparente de salida.....	95
Figura 44 Eficiencia metodología tradicional.....	95

Lista de ilustraciones

Ilustración 1 Parámetros carga RL.....	57
Ilustración 2 Voltajes fase a fase de entrada.....	65
Ilustración 3 Corrientes de línea de entrada.....	66
Ilustración 4 Voltajes de fase a fase en la salida.....	66
Ilustración 5 Corrientes de línea en la salida	67
Ilustración 6 Montaje experimental	80
Ilustración 7 Configuración variador	81
Ilustración 8 Placa de datos del motor	82
Ilustración 9 Motor con conexión en delta	82
Ilustración 10 Variador de velocidad.....	83
Ilustración 11 Pantalla inicial programa TOPVIEW	83
Ilustración 12 Configuración adquisición de datos.....	84
Ilustración 13 Datos obtenidos desde el analizador.....	85
Ilustración 14 Voltajes analizador de entrada.....	86
Ilustración 15 Voltajes analizador de salida	86
Ilustración 16 Corrientes de línea analizador de entrada	87
Ilustración 17 Corrientes de línea analizador de salida	87

Ilustración 18 Voltajes fundamentales de entrada	88
Ilustración 19 Voltajes fundamentales de salida.....	88
Ilustración 20 Componentes fundamentales de corriente en la entrada.....	89
Ilustración 21 Componentes fundamentales de corriente en la salida	89
Ilustración 22 Potencia activa en la entrada.....	90
Ilustración 23 Potencia activa en la salida	90

Lista de tablas

Tabla 1 <i>Datos placa motor</i>	56
Tabla 2 <i>Datos de entrada y salida del inversor trifásico frecuencia 60 HZ</i>	64
Tabla 3 <i>Resultados de la simulación</i>	78
Tabla 4 <i>Datos de los analizadores marca HT con número de serie PQA 824</i>	91
Tabla 5 <i>Cálculos resultados experimentales</i>	92
Tabla 6 <i>Comparación de resultados</i>	95

Introducción

La mayoría de equipos y dispositivos modernos desarrollados por la creatividad del ser humano requieren energía para funcionar, sin embargo, a pesar de que ellos generan bienestar, no todos los sistemas creados funcionan de una manera energéticamente eficiente.

Existe infinidad de artefactos que necesitan ser alimentados por dispositivos de potencia, que son controlados electrónicamente como los convertidores estáticos, éstos fueron fabricados con la intención de trabajar con el mínimo consumo de energía eléctrica, no obstante con la evolución de los cálculos matemáticos y la implementación de metodologías para su comprobación se ha demostrado que la estimación de energía no es la señalada por cuanto los componentes intrínsecos en el sistema eléctrico no contienen esta nueva formulación matemática.

La implementación de la metodología se patentiza en varias entidades de orden internacional que validan sus principios, para nuestro análisis tomamos como referencia la establecida en el Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica denominada IEEE 1459-2010 (*1459-2010 IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions.*, n.d.) la cual plantea y explica de manera coherente la forma de calcular todas las potencias discriminándolas de manera adecuada, tanto para sistemas monofásicos como trifásicos: balanceados, lineales, no lineales o desequilibrados.

Se escogió esta norma como referencia por cuanto en su estándar se proporcionan definiciones para medir y diseñar instrumentación para la cuantificación de energía y potencia, utiliza el diseño del control en tiempo real de compensadores dinámicos y el diagnóstico de

instrumentación para identificar un tipo específico de evento molesto o armónico, además de presentar la estimación de la eficiencia de convertidores estáticos de potencia usando programas de simulación y pruebas de campo que permiten corroborar la metodología planteada.

Como resultado de la aplicación de la metodología se logró establecer con la medición de las potencias en la entrada y salida del convertidor en una red trifásica que existe una mayor pérdida de energía.

Problema tratado

Delimitación del problema

El uso eficiente de la energía no significa afectar los niveles de producción de los bienes o servicios, o el nivel de calidad de vida, sino evitar los desperdicios. La eficiencia energética tiene impacto directo sobre el crecimiento económico toda vez que ahorrar energía sin sacrificar la producción, disminuye su costo y contribuye a la competitividad. (“Histórico de Noticias,” n.d.).

En la industria actual y en las viviendas multifamiliares existen diferentes sistemas trifásicos que usan diferentes convertidores estáticos (variadores de velocidad, arrancadores suaves, etc.); creados no sólo para realizar su función, sino para que trabajen de una forma eficiente eléctricamente. Estos dispositivos contienen diferentes elementos de potencia contralados electrónicamente para mejorar su desempeño energético, ahorrar energía y la calidad de vida de las personas.

A pesar de eso, la estimación de la eficiencia energética en sistemas eléctricos no lineales, como son en los convertidores estáticos de potencia puede ser errónea, debido a diferentes factores que influyen en su medición. La IEEE 1459-2010 define de manera adecuada cada una de las cantidades para la medición de potencia eléctrica bajo las diferentes condiciones; luego desarrollar una metodología basada en este estándar, dará una estimación adecuada de la eficiencia de los convertidores estáticos de potencia en un sistema trifásico; lo cual será útil para mejorar la tecnología de estos dispositivos en cuestión de consumo energético.

Pregunta de investigación

¿Cómo se puede realizar un método para estimar la eficiencia energética de los convertidores estáticos de potencia en sistemas trifásicos utilizando la IEEE 1459-2010?

Hipótesis

La metodología para medir los parámetros establecidos en el estándar IEEE 1459-2010 de los convertidores estáticos de potencia, en redes trifásicas, permitirá la estimación adecuada de la eficiencia energética de estos dispositivos.

Comprobación de la hipótesis

Con la utilización de la metodología establecida en la norma IEEE 1459-2010 la eficiencia energética medida en la entrada y salida del convertidor en una red trifásica demuestra que existe una mayor pérdida de energía.

Quiere decir lo anterior, que sin la aplicación de la metodología de la norma IEEE 1459-2010 la medición de la eficiencia energética, en el proceso de validación se obtiene un resultado diferente que permite concluir que existe una mayor pérdida de energía sin la utilización de los armónicos precisada en la norma IEE 1459-2010.

Justificación

La norma IEEE 1459 -2010 se elaboró por el Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica con el objetivo de estandarizar la calidad de la energía y cuantificar de forma más exacta el consumo de energía en sistemas eléctricos trifásicos, esto para determinar las pérdidas de energía y el rendimiento de la misma atendiendo a la evolución del mundo moderno y a las nuevas exigencias de la sociedad consumista.

De ahí que la eficiencia energética alcanzara fama y popularidad, pues su fin es comprobar que los sistemas eléctricos y electrónicos disminuyan la cantidad de energía para proporcionar los mismos productos y servicios, a través de diversas formas de generación de energías renovables protegiendo el medio ambiente.

Por lo tanto, la consecuencia de la eficiencia energética es el ahorro energético, que se traduce en una mayor eficiencia y menor consumo de energía. La justificación de la comprobación de la hipótesis tiene su punto de apoyo en los estudios que realizó el IEEE, éstos permiten establecer mecanismos propios de corrección en esta área para ser aplicados en los diferentes dispositivos electrónicos diseñados para ahorrar y fomentar el uso eficiente de energía.

A diario se usa infinidad de dispositivos no sólo en el hogar sino en la industria, en donde debido a su capacidad de producción la identificación de los niveles de pérdida de energía son extremadamente representativos, pues su uso es 24/7, por ejemplo: controles de iluminación, cargadores de baterías, controles de temperatura, variadores de velocidad de motores, sistemas de aire acondicionado, que sin la aplicación de la norma IEEE 1459-2010, desbordarían los niveles de sostenibilidad del planeta.

La pérdida sin control o medición de la energía nos avocaría a una decadencia de los recursos naturales con efectos devastadores, cuando la solución está en aplicar la norma IEEE

1459-2010 a través de los armónicos como un mecanismo de mitigación, que aunque generen costos para su implementación, redundarían en el proceso de sostenibilidad del medio ambiente, atendiendo a la inclusión de planes energéticos ambientales que permitan reducir esa pérdida, con beneficios sociales y económicos, tales como espacios de desarrollo, mayor productividad empresarial, reducción de costos y generación de nuevas reservas energéticas.

Objetivos

General

Implementar una metodología para la estimación y análisis de la eficiencia energética en sistemas eléctricos trifásicos no lineales considerando el estándar IEEE 1459-2010.

Específicos

- Simular el comportamiento de las potencias eléctricas en una red trifásica con presencia de convertidores estáticos.
- Proponer un método mediante la plataforma Simulink, para medir las potencias presentes en un alimentador eléctrico, considerando la norma IEEE 1459-2010 en sistemas trifásicos.
- Validar experimentalmente la eficiencia de un convertidor estático de potencia en una red trifásica con el método propuesto.
- Establecer un comparativo entre el cálculo de la eficiencia con metodologías convencionales y considerando la IEEE 1459-2010.

Metodología

El desarrollo del proyecto se realizó bajo la coordinación del director designado por la Universidad Santo Tomás de Aquino, en cuanto al planeamiento de la investigación, la formulación del problema, la presentación de la hipótesis y su comprobación a través de la fijación de objetivos, en las siguientes fases:

Fase 1:

Revisión bibliográfica la cual incluye infografía. Compilación de información del estándar IEEE 1459-2010, convertidores estáticos, armónicos en sistemas trifásicos, métodos convencionales de medición y Simulink Matlab.

Fase 2:

Estudio de las diferentes definiciones sobre los sistemas trifásicos dadas en el estándar y en la bibliografía consultada ya compilada.

Fase 3:

Estudio del funcionamiento y comportamiento de los diferentes tipos de convertidores estáticos en sistemas trifásicos.

Fase 4:

Aplicación de la metodología y las definiciones de la IEEE 1459-2010 en el comportamiento de los convertidores de potencia en los sistemas trifásicos.

Fase 5:

Uso de las herramientas de Simulink Matlab para el manejo de sistemas eléctricos y simulación del comportamiento de los convertidores estáticos en sistemas trifásicos

Fase 6:

Desarrollo en Simulink para analizar el comportamiento de los convertidores de potencia en un sistema trifásico y hacer su respectiva comparación con los métodos tradicionales de medición.

Fase 7:

Validación experimental de la eficiencia de un convertidor estático de potencia en sistemas trifásicos.

Fase 8:

Análisis de resultados y discusión.

Estado del arte

Esta fase del proyecto se encamina a fijar las directrices relacionadas con la eficiencia energética desde la norma IEEE 1459-2010. Su origen se fundamenta en la necesidad de precisar con exactitud el consumo de energía en los sistemas eléctricos trifásicos, con base en cálculos matemáticos de medición de energía, los cuales se enfocaron en la potencia reactiva, la implementación de armónicos y los resultados de la diferencia entre los sistemas clásicos y el fijado en la norma. Se evidenciaron inconsistencias que generaron una pérdida ostensible de energía que requería ser corregida inicialmente desde los cálculos y luego en cada uno de los equipos. Y es aquí donde surgió nuestra investigación como un mecanismo experimental de prueba para identificar las pérdidas de energía de una forma comprobable y efectiva.

La norma IEEE 1459-2010 incluyó nuevas definiciones para medir la cantidad de energía eléctrica bajo condiciones sinusoidales, no sinusoidales, balanceadas y no balanceadas. Y de ella se realizaron un sin número de estudios para medir la cantidad de energía utilizando este estándar entre los cuales se resaltan:

- Evaluación del rendimiento de equipos de medición. (A.E. Emanuel, 2004) y la construcción de una nueva generación de instrumentos modernos para la medición de la cantidad de energía. (A.E. Emanuel, 2004).
- Medidas de la cantidad de energía en micro redes con energías renovables. (Pinzón, Guimaraes, da Silveira, & Ribeiro, 2016).
- Utilización de FPGA para el monitoreo de la cantidad de energía eléctrica en tiempo real en redes de distribución en smart-grid. (De Oro Arenas, e Melo, & Canesin, 2017).
- Red neuronal artificial para un sistema digital de medidas capas de evaluar las cantidades de energía propuestas por la IEEE 1459-2010. (De Oro Arenas et al., 2017).

- Problema de la distribución de carga entre generadores que funcionan en paralelo en micro redes de barco cargadas por unidades de velocidad variable con convertidores de potencia. (De Oro Arenas et al., 2017).
- Estimación en tiempo real de los valores de la raíz cuadrada media (rms), las magnitudes de potencia primaria (activo, aparente total, potencia no activa y factor de potencia) y la potencia de distorsión utilizando la transformada de paquetes de ondas superpuestas máxima (MODWPT). El MODWPT proporciona una banda de frecuencia uniforme y posee la propiedad de invariancia de tiempo, que es ideal para la estimación de potencia en tiempo real. (De Oro Arenas et al., 2017).
- Evaluación de las cantidades definidas en la norma IEEE 1459-2010, teniendo en cuenta los desequilibrios producidos por los armónicos e interarmónicos y extendiendo algunas definiciones importantes a las señales caracterizadas por distorsión interarmónica. (De Oro Arenas et al., 2017).
- Mejoras del rendimiento de los compensadores activos de derivación selectiva para tener una buena calidad de energía. (Alfonso-Gil, Orts-Grau, Munoz-Galeano, Gimeno-Sales, & Segui-Chilet, 2013).
- Método para la evaluación de los componentes de potencia IEEE estándar 1459 en función de la distribución de frecuencia temporal (TFD) y la distribución de frecuencia temporal cruzada (XTFD) de las señales transitorias. (Islam, Mohammadpour, Ghaderi, Brice, & Shin, 2015).

Estos estudios son el desarrollo de cada principio matemático fijado en la norma y se constituyen como fuente de consulta necesaria, en donde nacen para cada país la implementación de nuevos modelos de gestión energética y estrategias para el uso racional de la energía. En

Colombia se promulgó la Ley número 69 de 2001 que declaró el uso racional y eficiente de la energía y la Resolución 180919 de 2010 por medio de la cual el Ministerio de Minas y Energía hizo el Programa de Uso Racional y Eficiente de la Energía y fuentes no convencionales. De igual forma se han establecido:

Modelo de gestión integral de la eficiencia energética en ambientes competitivos.

- Modelo de mejora de la eficiencia energética.
- Guía de buenas prácticas para el uso racional de la energía para el sector de las pequeñas y medianas empresas.
- Modelo de control del consumo energético.

El Ministerio de Minas y Energía realizó el Programa de Uso Racional y Eficiente de la Energía y fuentes no convencionales – PROURE. (“Colombia Normatividad eficiencia energética y uso de energías alternativas | Alianza Internacional de Desarrollo Territorial,” n.d.)

El PROURE genera el Proyecto GEF/PNUD/UPME 76979 “Normalización y Etiquetado de Eficiencia Energética en Colombia (N&E Colombia)”, que se ejecuta en la Unidad de Planeación Minero Energética (UPME). El objetivo de este proyecto es implementar acciones a tener en cuenta la hora de realizar una compra de un equipo en cuanto al consumo de energía. (“Colombia Normatividad eficiencia energética y uso de energías alternativas | Alianza Internacional de Desarrollo Territorial,” n.d.)

Para lograrlo el gobierno hará estrategias de fortalecimiento de la industria nacional, de la red de laboratorios, actualización y elaboración de nuevas normas técnicas y formación y capacitación a todos los agentes de la cadena. Se crea también el Proyecto de Normalización y Etiquetado (N&E) de Eficiencia Energética en Colombia se basa en la iniciativa “CONOCE” (Programa Colombiano de Normalización, Acreditación, Certificación y Etiquetado de Equipos

de Uso Final de Energía), programa basado en dos estrategias complementarias: una cultural, basada en las actividades de información y formación, y una de mercado, con el fin de cumplir de normas de eficiencia energética y etiquetado de cara a la implementación de mecanismos para lograr la transformación del mercado hacia tecnologías eficientes.

Este proyecto permite la expedición del Reglamento Técnico de Etiquetado - RETIQ en Colombia, mediante resolución 41012 de 2015, que tiene por objeto establecer medidas tendientes a fomentar el Uso Racional y Eficiente de la Energía – URE en equipos que usan energía eléctrica y gas combustible, mediante etiquetas obligatorias que informan sobre el desempeño de los equipos en términos de consumo energético e indicadores de eficiencia. La Ley 1715 de 2014 promueve las fuentes de energía renovables no convencionales y la gestión eficiente de la energía, que en sus artículos 30 y 32, establece que el gobierno nacional, y las administraciones públicas, establecerán objetivos de eficiencia energética para todos los edificios de las administraciones públicas y adoptarán planes de gestión eficiente de la energía; se pretende fomentar la adopción de fichas de compras sostenibles con criterios de eficiencia energética y sostenibilidad teniendo en cuenta tres aspectos: i) las necesidades de la normatividad vigente dirigida a las entidades públicas en términos de eficiencia energética; ii) la difusión de reglamentos técnicos, entre ellos el de etiquetado energético que promueve un uso eficiente de la energía a través del equipamiento; iii) los lineamientos de compras públicas eficientes y sostenibles, así como el desarrollo de mecanismos para el monitoreo de los resultados de la validación de buenas prácticas en el uso de la energía complementaria, impulsar la utilización de tecnología eficiente en el país, orientar la preferencia de los usuarios hacia equipos de mejor desempeño energético e incrementar en el mercado la oferta y la demanda de equipos eficientes en uso final de energía. (“Colombia Normatividad eficiencia energética y uso

de energías alternativas | Alianza Internacional de Desarrollo Territorial,” n.d.)

Marco teórico

Teorías de la Potencia Eléctrica

Una teoría de potencia eléctrica es creada por varios científicos que intentan explicar los diferentes fenómenos eléctricos (A.E. Emanuel, 2004), se crea con base a las propiedades básicas de los sistemas eléctricos; con ellas se desarrollan modelos matemáticos que nos brindan información de lo que pasa en los diferentes sistemas eléctricos y gracias a esto poder desarrollar equipos de medición y de compensación (Alfonso Gil, 2010).

Las teorías de potencia eléctrica surgieron desde el principio y hasta mediados del siglo XX; se basaron en dos principales definiciones: una basada en el dominio temporal hecha por Frise (Fryze, 1931) y respaldada por el comité electrotécnico internacional IEC 60050 y otra basada en el dominio de la frecuencia utilizando series de Fourier establecida por Budeanu (Budeanu, 1927), con respaldo del std 100 de la IEEE.

Las definiciones anteriores fueron respaldadas por muchos años, pero finales del siglo pasado, se presentaron cambios en los fenómenos eléctricos que afectaron las teorías propuestas y sus planteamientos no eran correctos para sistemas no senoidales y equilibrados (Czarnecki, 1987a; Yildirim & Fuchs, 1999). A partir de esto más o menos en la tercera parte del siglo surgieron acomodaciones y formulaciones diferentes de esas teorías, trabajos como los de Kusters y Moore (Kusters & Moore, 1980) ayudaron a realizar los sistemas de compensación como es el C.H. Page (Page, 1980) y los de P. Filisky (Filipski, 1980) en el desarrollo de equipos de medición.

En los años 80 se empezó con las definiciones de la corriente instantánea, diferentes trabajos como lo son: Depenbrok el cual compila lo hecho por Frizer y Buchholz son la base de los cálculos de la esta corriente, H. Akagy propone la teoría de la potencia instantánea o teoría P-

Q (H. Akagi, Y. Kanazawa, 1983), H. Akagi y A. Nabae generan un modelo que permiten obtener las potencias activa y reactiva en sistemas trifásicos a partir de la corriente instantánea así como sus voltajes y corrientes que las , controlando así los compensadores y mejorando la calidad de la energía (Akagi, 1994; Marian, 2007).

La teoría PQ en los años 90 sufre varias modificaciones, Willens la usa para sistemas polifásicos (Willems, 1992), Peng y Lai hicieron una generalización de la potencia reactiva instantánea (Fang Zheng Peng & Jih-Sheng Lai, 1996), King y Akagi en el año de 1999 desarrollan la teoría p-q-r que expresan las variables de la teoría P-Q utilizando una transformación de coordenadas a un sistema giratorio (Fang Zheng Peng & Jih-Sheng Lai, 1996).

En el año 2000 se crea el estándar IEEE 1459-2000 (Gunther & McGranaghan, n.d.), en su primera versión de prueba, que hasta el 2002 fue aprobada para su uso. En él se incluyen las definiciones para las medidas de las magnitudes de potencia de los sistemas eléctricos en condiciones sinusoidales, no sinusoidales, equilibradas y no equilibradas. Aquí se desarrollan los cálculos de la potencia aparente debidas a fenómenos de transferencia, desfase, desequilibrio y distorsión de la energía. Creada pensando en los equipos de medida luego necesita al menos un ciclo completo de la señal de red en régimen estacionario para alcanzar resultados correctos (Alfonso Gil, 2010). En el 2010 se hace una revisión de la misma y se le denomina IEEE 1459-2010.

Teoría basada en el dominio de la frecuencia circuitos

Budeanu (Budeanu, 1927), utilizó el dominio de la frecuencia para resolver el problema de definir la potencia bajo condiciones no-sinusoidales; mediante series de Fourier calcula la tensión y la corriente en régimen permanente en un circuito monofásico. Luego, el valor eficaz de dichas variables se puede calcular como:

$$V = \sqrt{\sum_{n=1}^N V_n^2} \quad (1)$$

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2} \quad (2)$$

Donde V_n e I_n son los valores eficaces del armónico n -ésimo de la tensión y la corriente. A partir del análisis matemático de la interacción entre la tensión y la corriente en el dominio de la frecuencia, Budeanu descompuso la potencia aparente S de la siguiente forma:

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3)$$

En donde P se denomina potencia activa es igual a:

$$P = \sum_{n=1}^N V_n I_n \cos(\varphi_n - \theta_n) \quad (4)$$

Q es la potencia reactiva y es igual a:

$$Q = \sum_{n=1}^N V_n I_n \sin(\varphi_n - \theta_n) \quad (5)$$

Donde: φ_n es el ángulo del armónico “ n ” de la tensión, y θ_n es el ángulo del armónico “ n ” de la corriente.

La potencia de distorsión D es igual a la raíz cuadrada de la diferencia entre el cuadrado de la potencia aparente, la potencia activa y la potencia reactiva. Esta potencia en los circuitos sinusoidales de la misma frecuencia o cuando las cargas son lineales es igual a cero. Según Czarnecki (Czarnecki, 1987b), en ondas no sinusoidales los valores calculados de la potencia de distorsión y la reactiva no están relacionados con el comportamiento de la onda distorsión. Luego tampoco esos valores nos ayudan a determinar los fenómenos del circuito.

Teoría basada en el dominio del tiempo

Frise (Fryze, 1931), desarrollo un teoría basada en el dominio del tiempo, luego su aplicación práctica era mucho más fácil, los valores propuestos fueron:

- Valor eficaz de la corriente

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (6)$$

- Valor eficaz del voltaje
- Valor medio en un ciclo, de la potencia instantánea o potencia activa

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad (7)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v i dt \quad (8)$$

En base a estos valores Fryze descompone la corriente i de un sistema monofásico, en una corriente activa i_a que tiene la misma forma de onda que la fuente de tensión v que no es sinusoidal (Filipski, 1980).

$$i_a = \frac{P}{V^2} \cdot v \quad (9)$$

Y una corriente no activa i_r ,

$$i_r = I - i_a \quad (10)$$

Las corrientes i_a y i_r son ortogonales al voltaje, en conclusión, cumplen la siguiente relación

$$I^2 = i_r^2 + i_a^2 \quad (11)$$

Multiplicando a ambos lados la ecuación por el voltaje V^2 , se obtienen las potencias así:

$$(VI)^2 = (Vi_a)^2 + (Vi_r)^2 \quad (12)$$

Siendo $S = VI$, $P = Vi_a$, $Q = Vi_r$

Estándar IEEE 1459-2010

Es la revisión del estándar 1459-2000 (Gunther& McGranaghan, n.d.), la que indica las definiciones para las medición de la cantidad de potencia eléctrica en condiciones sinusoidales, no sinusoidales, balanceadas o desbalanceadas. Estas definiciones fueron hechas debido al cambio en los fenómenos eléctricos producidos por la electrónica de potencia moderna en la cual las cargas ya no son netamente lineales, por consiguiente, son guía para el desarrollo de equipos de medición avanzada de las variables eléctricas, búsqueda de distorsión armónica y la toma de

decisiones económicas. La IEEE 1459 se divide en dos secciones para estudiar los fenómenos eléctricos uno es para sistemas monofásicos y otro para trifásicos. Para el caso de estudio se enfocará en la parte trifásica.

Estándar IEEE 1459-2010 en trifásicos

Esta norma extiende las definiciones de potencia aparente propuesta por Buchholz (Buchholz, 1922), y la rebautiza como potencia aparente efectiva. La norma divide los sistemas trifásicos en dos, tres hilos y cuatro hilos con neutro. La figura 1, muestra un sistema trifásico con una fuente convencional y con diferentes cargas conectadas en un punto común PPC. Este puede ser balanceado, no balanceado, lineal y no lineal que no presenta caigas de tensión o pérdidas.

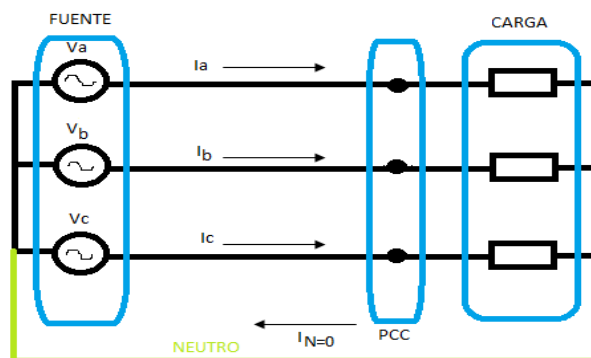


Figura 1 Sistema trifásico con una fuente convencional y con diferentes cargas conectadas en un punto común PPC

Fuente: Elaboración propia

El voltaje equivalente del circuito de 4 hilos se obtiene según la IEEE 1459, suponiendo que los componentes activos de la carga consisten en tres resistencias R_y conectadas en estrella en los 4 hilos y disipando una potencia activa P_y . La carga activa restante consiste en tres resistencias R_Δ conectadas en delta que disipan la potencia P_Δ . Entonces la potencia equivalente entre el sistema actual y el equivalente será:

$$P_y = \frac{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2}{R_y} = \frac{3V_e^2}{R_y} \quad (13)$$

$$P_\Delta = \frac{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{R_\Delta} = \frac{(3\sqrt{3}V_e)^2}{R_y} \quad (14)$$

Donde V_e , es al valor efectivo de voltaje entre línea y neutro. Y la relación ξ entre P_y y P_Δ es:

$$\xi = \frac{P_\Delta}{P_y} = \frac{3R_y}{R_\Delta} \quad (15)$$

El estándar recomienda $\xi=1.0$ si no se conoce su valor. Luego despejando obtenemos que V_e es igual a:

$$V_e = \sqrt{\frac{3(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)}{18}} \quad (16)$$

Para calcular la corriente efectiva I_e , se basa en las pérdidas de potencia de la red en sistema de distribución. Para sistemas de cuatro líneas se expresan así:

$$r(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + \rho I_n^2) = 3rI_e^2 \quad (17)$$

Donde r es la resistencia de línea, I_n es el valor rms de la corriente de neutro y la relación $\rho = \frac{r_n}{r}$, con r_n siendo la resistencia del cable de neutro. Si ρ es desconocido el estándar recomienda 1.0. Con esto se obtiene que:

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2)} \quad (18)$$

La potencia efectiva aparente se relaciona con esta ecuación.

$$S_e = 3V_e I_e \quad (19)$$

S_e , muestra los fenómenos físicos, refleja las pérdidas en el conductor de neutro, el fenómeno del desequilibrio, además de ser la máxima potencia transmitida por un sistema de distribución trifásico a una carga perfectamente equilibrada, alimentada con una tensión efectiva igual a V_e , manteniendo las mismas pérdidas en las líneas(Alfonso Gil, 2010).

Sistema trifásico lineal y equilibrado

En este caso todos los voltajes de línea son iguales y su sistema secuencia positiva a, b y c, va en contra de las manecillas del reloj, luego los voltajes de línea a neutro son los siguientes:

$$\begin{aligned} v_a &= \sqrt{2}V_{rms}\sin(\omega t) \\ v_b &= \sqrt{2}V_{rms}\sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_c &= \sqrt{2}V_{rms}\sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (20)$$

Las corrientes de línea tienen una similar expresión, siendo θ el ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente según la carga.

$$\begin{aligned}
 i_a &= \sqrt{2}I_{rms}\sin(\omega t - \theta) \\
 i_b &= \sqrt{2}I_{rms}\sin(\omega t - \theta - 120^\circ) \\
 i_c &= \sqrt{2}I_{rms}\sin(\omega t - \theta + 120^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

En los sistemas de tres hilos, los voltajes de línea a neutro son definidos asumiendo un nodo neutro artificial que puede ser obtenido con la ayuda de tres resistencias conectadas en estrella.

Es preciso señalar que las expresiones matemáticas que se consideran apropiadas para el diseño de instrumentación se marcan con el signo ||. Cuando la señal || aparece en el lado derecho, significa que se favorece la última expresión que se enumera. Cada descriptor de un tipo de potencia va seguido de su unidad de medida entre paréntesis, según lo señalado en la IEEE 1459-2010.

En el caso de tres hilos $i_a + i_b + i_c = 0$, la potencia instantánea vatios en v es:

$$||p = v_{ab}i_a + v_{cb}i_c = v_{ac}i_a + v_{bc}i_b = v_{ba}i_b + v_{ca}i_c = P \tag{22}$$

Donde v_{ab}, v_{bc} y v_{ca} , son voltajes instantáneos entre líneas. Como los voltajes y corrientes son balanceadas p es constante e igual a la potencia activa P . En sistemas de cuatro hilos es igual a:

$$||p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = P \tag{23}$$

Si los voltajes se referencian a un punto arbitrario r tenemos que la potencia instantánea es igual a:

$$||p = v_{ar}i_a + v_{br}i_b + v_{cr}i_c = P \quad (24)$$

Donde v_{ar}, v_{br}, v_{cr} , son voltajes instantáneos entre la referencia y la línea.

La potencia activa en vatios es la única que se considera eficiente ya que se trasmite desde la fuente a la carga (Alexander Eigeles Emanuel & Milanez, 2006) y es igual a el valor medio de P la cual se calcula:

$$||P = \frac{1}{KT} \int_{\tau}^{\tau+KT} p dt = 3VI \cos \theta = \sqrt{3}V_{LL} \cos \theta \quad (25)$$

Siendo V voltaje línea a neutro, V_{LL} voltaje línea a línea y θ el ángulo de desfase entre la tensión y la corriente.

La potencia reactiva en var es:

$$Q = 3VI \sin \theta = \sqrt{3}V_{LL} \sin \theta \quad (26)$$

La potencia aparente en VA será:

$$S = 3VI = \sqrt{3}V_{LL}I \quad (27)$$

El factor de potencia indica la parte de potencia entregada real y se utiliza como el indicador de eficiencia. Es igual a la relación entre la potencia aparente y la activa así:

$$PF = \frac{P}{S} \quad (28)$$

Donde v_{ab}, v_{bc} y v_{ca} , son voltajes instantáneos entre líneas. Como los voltajes y corrientes son balanceadas p es constante e igual a la potencia activa P . En sistemas de cuatro hilos es igual a:

$$||p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = P \quad (30)$$

Si los voltajes se referencian a un punto arbitrario r tenemos que la potencia instantánea es igual a:

$$||p = v_{ar} i_a + v_{br} i_b + v_{cr} i_c = P \quad (31)$$

Donde v_{ar}, v_{br}, v_{cr} , son voltajes instantáneos entre la referencia y la línea.

La potencia activa en vatios para este caso será:

$$||P = \frac{1}{KT} \int_{\tau}^{\tau+KT} p dt = P_a + P_b + P_c \quad (32)$$

Donde P_a, P_b y P_c son las componentes activas de cada una de las fases así:

$$||P_a = \frac{1}{KT} \int_{\tau}^{\tau+KT} v_a i_a dt = V_a I_a \cos \theta_a; \theta_a = \alpha_a - \beta_a$$

$$||P_b = \frac{1}{KT} \int_{\tau}^{\tau+KT} v_b i_b dt = V_b I_b \cos \theta_b; \theta_b = \alpha_b - \beta_b \quad (33)$$

$$\|P_a = \frac{1}{KT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_c i_c dt = V_c I_c \cos \theta_c; \theta_c = \alpha_c - \beta_c$$

Las componentes simétricas de las tensiones y las corrientes se pueden calcular usando el teorema de Stokvis-Fortescue (Fortescue, 1918) y son : V^+ (voltaje de secuencia positiva),: V^- (voltaje de secuencia negativa),: V^0 (voltaje de secuencia cero),: I^+ (corriten de secuencia positiva), I^- (corriente de secuencia negativa), I^0 (corriente de secuencia cero), los componentes activos de las potencias serán:

Potencia activa de secuencia positiva

$$P^+ = 3V^+ I^+ \cos \theta^+ \quad (34)$$

Potencia activa de secuencia negativa

$$P^- = 3V^- I^- \cos \theta^- \quad (35)$$

Potencia activa de secuencia cero

$$P^0 = 3V^0 I^0 \cos \theta^0 \quad (36)$$

Potencia activa total

$$P = P^+ + P^- + P^0 \quad (37)$$

La potencia reactiva en var por fase es definida así:

$$\|Q_a = \frac{w}{KT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_a \left[\int v_a dt \right] dt = V_a I_a \sin \theta_a$$

$$\|Q_b = \frac{w}{KT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_b \left[\int v_b dt \right] dt = V_b I_b \sin \theta_a \quad (38)$$

$$\|Q_c = \frac{w}{KT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_c \left[\int c dt \right] dt = V_c I_c \sin \theta_a$$

$$\|Q = Q_a + Q_b + Q_c \quad (39)$$

La potencia aritmética aparente es igual a:

$$S_A = S_a + S_b + S_c \text{ con } S_a = V_a I_a, S_b = V_b I_b, S_c = V_c I_c, \quad (40)$$

Esta potencia se recomienda ser reemplazada por la potencia efectiva aparente S_e .

La potencia aparente vectorial es:

$$S_V = \sqrt{P^2 + Q^2} = |P_a + P_b + P_c + j(Q_a + Q_b + Q_c)| = |P + Qj| \quad (41)$$

$$S_V = |P^+ + P^- + P^0 + j(Q^+ + Q^- + Q^0)| \quad (42)$$

Se recomienda renunciar a esta definición y retomar la de potencia aparente efectiva S_e .

Los factores de potencia aritmético y del vector son:

$$PF_V = \frac{P}{S_V} \text{ y } PF_A = \frac{P}{S_A} \quad (43)$$

La norma establece que $FP_A \leq FP_V$, aunque ninguno de los dos mide el factor de potencia correctamente. Para que esto suceda se debe medir el factor de potencia con S_e , el cual es llamado factor de potencia efectivo y su expresión es:

$$PF_e = \frac{P}{S_e} \quad (44)$$

El factor efectivo de secuencia positiva se define como:

$$PF^+ = \frac{P^+}{S^+} \quad (45)$$

La potencia de desbalanceo en VA, cuantifica la cantidad de desequilibrio del sistema. Ella calcula los desbalances de la corriente fundamental en la carga unido con el voltaje fundamental asimétrico en el PCC (Fortescue, 1918). Su expresión es la siguiente:

$$S_U = \sqrt{S_e^2 - S^+} \quad (46)$$

$$\text{Donde } S_U = 3V^+I^+ \text{ y } (S^+)^2 = (P^+)^2 + (Q^+)^2$$

Sistema trifásico no sinusoidal y desequilibrado

En la figura 3 se muestra el caso que representa un sistema trifásico con cargas no lineales o con armónicos, fuentes no simétricas y corrientes desequilibradas. Donde h es el orden de los armónicos V_{ah}, V_{bh} y V_{ch} son los voltajes eficaces por fase de cada armónico y α_{ah}, α_{bh} y α_{ch} es el desfase entre cada armónico de tensión y V. En este caso las magnitudes de tensión fundamental son diferentes ($V_a \neq V_b \neq V_c$), también las magnitudes de tensión de cada armónico son diferentes ($V_{ah} \neq V_{bh} \neq V_{ch}$). Además I_{ah}, I_{bh} y I_{ch} son las corrientes eficaces por fase de cada armónico y β_{ah}, β_{bh} y β_{ch} es el desfase entre cada armónico de tensión y V. En este caso las magnitudes de corriente fundamental son diferentes ($I_a \neq I_b \neq I_c$), también las magnitudes de corriente de cada armónico son diferentes ($I_{ah} \neq I_{bh} \neq I_{ch}$).

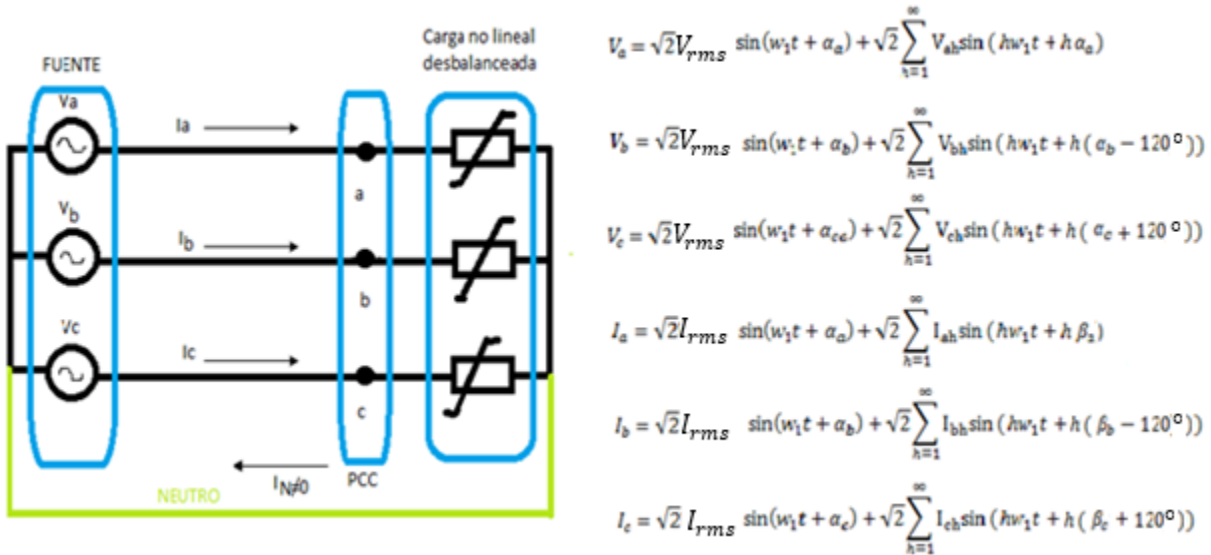


Figura 3 Sistema trifásico con cargas no lineales o con armónicos, fuentes no simétricas y corrientes desequilibradas

Fuente: Elaboración propia

El voltaje efectivo no fundamental V_{eH} está formado por todas las componentes armónicas de tensión y puede calcularse con:

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_{aH}^2 + V_{bH}^2 + V_{cH}^2) + (V_{acH}^2 + V_{bcH}^2 + V_{caH}^2)]} \quad (47)$$

Para sistemas de trifásicos de tres hilos sin neutro es igual a:

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{1}{9} [(V_{acH}^2 + V_{bcH}^2 + V_{caH}^2)]} \quad (48)$$

Donde V_{aH} , V_{bH} y V_{cH} son los voltajes eficaces de cada armónico fase-neutro y V_{acH} , V_{bcH} y V_{caH} son las tensiones eficaces de línea para cada armónico. V_e es:

$$V_e = \sqrt{V_{e1}^2 + V_{eH}^2} \quad (49)$$

La corriente efectiva no fundamental I_{eH} está formada por todas las componentes armónicas y se define como:

$$I_{eH} = \sqrt{\frac{1}{3}(I_{aH}^2 + I_{bH}^2 + I_{cH}^2 + I_{nH}^2)} \quad (50)$$

Para sistemas de tres hilos es igual a:

$$I_{eH} = \sqrt{\frac{1}{3}(I_{aH}^2 + I_{bH}^2 + I_{cH}^2)} \quad (51)$$

Donde I_{aH}, I_{bH} y I_{cH} son las corrientes eficaces armónicas por fase y I_{aH} , es la corriente eficaz armónica del neutro. I_e es:

$$I_e = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{eH}^2} \quad (52)$$

La potencia aparente S_e es igual a:

$$S_e^2 = 9(V_{e1}^2 + V_{eH}^2)(I_{e1}^2 + I_{eH}^2) \quad (53)$$

Descomponiendo (51), obtenemos que:

$$S_e^2 = (I_{e1}3V_{e1})^2 + (3V_{e1}I_{eH})^2 + (3V_{eH}I_{e1})^2 + (3V_{eH}I_{eH})^2 \quad (54)$$

El primer término de la ecuación anterior se denomina potencia aparente fundamental S_{e1} y es igual a:

$$S_{e1}^2 = (3V_{e1}I_{e1})^2 \quad (55)$$

A los términos faltantes se les denomina potencia aparente efectiva no fundamental S_{eN} definida así

$$S_{eN} = \sqrt{9(V_{e1}^2 I_{eH}^2) + (V_{eH}^2 I_{e1}^2) + (V_{eH}^2 I_{eH}^2)} \quad (56)$$

Luego la potencia aparente efectiva total será:

$$S_e = S_{e1}^2 + S_{eN}^2 \quad (57)$$

El estándar IEEE 1459-2010 mediante la transformación de Fortescue (Fortescue, 1918) descompone S_{e1} en su componente de secuencia positiva S_1^+ y en la potencia de equilibrio S_{U1} y es equivalente a :

$$S_{e1}^2 = S_1^{+2} + S_{U1}^2 \quad (58)$$

La potencia aparente fundamental de secuencia positiva se divide en la potencia activa fundamental de secuencia positiva P_1^+ y a la potencia reactiva fundamental de secuencia positiva Q_1^+ .

$$S_1^+ = \sqrt{P_1^{+2} + Q_1^{+2}} \quad (59)$$

P_1^+ , es la transferencia de energía útil y se calcula así

$$P_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \cos\theta_1^+ \quad (60)$$

Q_1^+ , es la energía causada por el desfase y es igual a:

$$Q_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \sin\theta_1^+ \quad (61)$$

En (58) y (59) θ_1^+ es el ángulo de desfase entre las componentes fundamentales de secuencia positiva de tensión y corriente.

La potencia aparente fundamental S_{eN} , se descompone en:

Potencia efectiva de distorsión de corriente D_{eI}

$$D_{eI} = 3V_{e1} I_{eH} \quad (62)$$

Potencia efectiva de distorsión de voltaje D_{eV}

$$D_{eV} = 3V_{eH} I_{e1} \quad (63)$$

Potencia aparente efectiva armónica S_{eH}

$$S_{eH} = 3V_{eH} I_{eH} \quad (64)$$

La distorsión armónica total equivalente de corriente es THD_{eI} es la relación que hay entre I_{eH} y I_{e1} y es definida de la siguiente manera:

$$\frac{I_{eH}}{I_{e1}} = THD_{eI} \quad (65)$$

La distorsión armónica total equivalente de voltaje es THD_{eV} es la relación que hay entre V_{eH} y V_{e1} y es definida de la siguiente manera:

$$\frac{V_{eH}}{V_{e1}} = THD_{eV} \quad (66)$$

En función de los THD anteriores, S_{eH} se expresa así:

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} = S_{e1} \frac{V_{eH} I_{eH}}{V_{e1} I_{e1}} = S_{e1} (THD_{eV})(THD_{eI}) \quad (67)$$

S_{eN} , también puede ser expresada de la misma forma:

$$S_{eN} = S_{e1} \sqrt{(THD_{eV})^2 + (THD_{eI})^2 + ((THD_{eI}) \cdot (THD_{eV}))^2} \quad (68)$$

S_{eH} , se puede descomponer también en dos: la potencia activa armónica P_H , y su parte no activa D_{eH} . Luego quedaría de la siguiente forma:

$$S_{eH}^2 = P_H^2 + D_{eH}^2 \quad (69)$$

Siendo la potencia activa armónica P_H , igual ha:

$$P_H = P - P_1 = \sum_{\substack{h \neq 1 \\ j=A,B,C}} V_{jH} I_{jH} \cos \theta_{jH} \quad (70)$$

Y su parte no activa D_{eH} , igual a:

$$D_{eH} = \sqrt{S_{eH}^2 - P_H^2} \quad (71)$$

El factor de potencia efectivo es la relación que hay entre la potencia activa con la potencia aparente y se define como:

$$P_{Fe} = \frac{P}{S_e} \quad (72)$$

El factor de potencia fundamental de secuencia positiva es la relación existente entre la potencia activa fundamental de secuencia positiva y la potencia aparente fundamental de secuencia positiva. Se define como:

$$P_{F1}^+ = \frac{P_1^+}{S_1^+} \quad (73)$$

Variador de velocidad de motores de inducción asíncronos

Es un dispositivo electrónico empleado para controlar la velocidad de un motor de inducción trifásico. Su función principal es mantener constante la razón Voltaje/Frecuencia (V/Hz) entre los valores máximos y mínimos de la frecuencia de operación con la finalidad de poder evitar la saturación magnética del núcleo del motor. Además, si mantenemos el voltaje constante, pero operamos por encima de la frecuencia establecida por el motor, estaríamos disminuyendo esta relación, reduciendo con ella el par del motor y la capacidad de éste de proporcionar una potencia de salida constante. (Ureña, M. 2017).

Las ventajas de estos dispositivos son las siguientes: no tiene elementos móviles, conexión sencilla, picos de intensidad en el arranque el motor mínimo, par controlable a cualquier velocidad, arranques y paradas del motor son controladas y consumo de energía adaptable.

Los variadores de velocidad son también llamados convertidores de frecuencia y son dispositivos utilizados para controlar la velocidad de giro de un motor de inducción (también conocidos como motores asíncronos). La velocidad del motor se calcula con la ecuación 74:

$$N_m = \frac{120 \cdot f \cdot (1 - s)}{P} \quad (74)$$

Donde:

N_m = Velocidad mecánica en (rpm)

f = Frecuencia de alimentación (Hz)

s = Deslizamiento (adimensional)

P = Número de polos

El variador va en medio de la alimentación de la red y el motor, recibiendo así la tensión de la misma, a una frecuencia de 60Hz que es la que se usa en Colombia; el convierte dicha frecuencia y produce una tensión de frecuencia variable (velocidad del motor proporcional a la frecuencia). Además, el variador también varía el voltaje aplicado al motor para asegurar que existe el par necesario en el eje del motor sin que surjan problemas de calentamiento.

La figura 4 muestra un esquema básico de un variador de velocidad. Vemos que está compuesto por un rectificador, un filtro y un inversor:

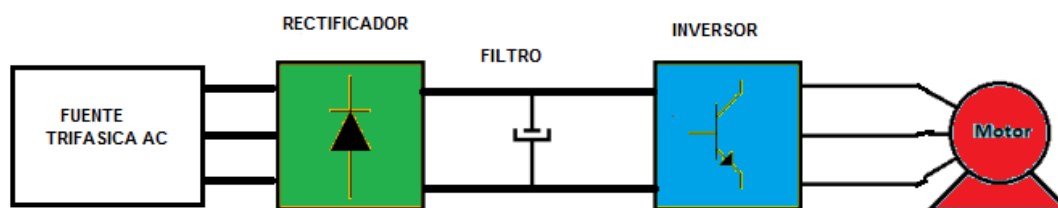


Figura 4 Esquema del variador de velocidad
Fuente: Elaboración propia

Rectificador trifásico no controlado tipo puente

En la mayoría de las aplicaciones de la electrónica de potencia, la entrada de energía se realiza en forma de una onda pura de voltaje CA de 50 o 60 Hz que proviene de la fuente principal de alimentación de electricidad y que primero se convierte en un voltaje de CC.

Casi todas las aplicaciones de electrónica de potencia, como los suministros de energía de conmutación de CC, los variadores de velocidad, los servocontroles de CC, etc., utilizan estos

rectificadores no controlados, los cuales se alimentan directamente desde la fuente de alimentación principal de electricidad, sin transformador de 60 Hz.

En la industria donde hay disponibilidad de voltajes de corriente alterna trifásica, es preferible usar circuitos de rectificadores trifásicos en lugar de rectificadores monofásicos, por su menor contenido de ondulaciones en las formas de onda y una mayor capacidad de manejo de potencia. El rectificador trifásico de puente completo y seis impulsos que se muestra en la figura 5 es un arreglo de circuito de uso común. (Mohan N. 2009)

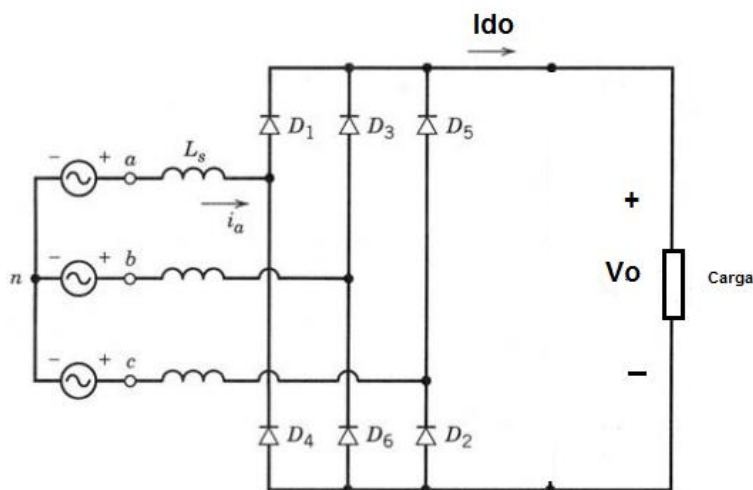


Figura 5 Circuito rectificador trifásico
Fuente (Mohan N. 2009)

La forma de onda de salida se puede observar en la figura 6 y consiste en 6 segmentos de por ciclo de frecuencia de línea, donde cada segmento pertenece a una de las 6 combinaciones del voltaje de línea a línea y cada diodo conduce 120 grados.

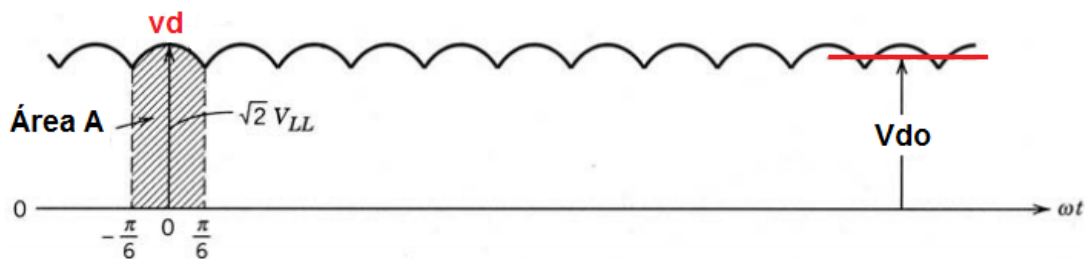


Figura 6 Salida rectificador trifásico

Fuente (Mohan N. 2009)

El valor medio del voltaje CC de salida se calcula tomando sólo uno de los seis segmentos y sacando su promedio a lo largo de un intervalo de 60 grados o $\pi/3$ rad, cuando el voltaje de línea a línea está en su máximo. Luego:

Donde V_{ll} es el valor rms de los voltajes línea a línea.

Mediante integración obtenemos la salida V_{do} de la siguiente forma:

$$v_d = \sqrt{2}V_{ll} \cos(wt) \quad \frac{-\pi}{6} < wt < \frac{\pi}{6} \quad (75)$$

$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2}V_{ll} \cos(wt) d(wt) = 1.35V_{ll} \quad (76)$$

El voltaje de CC de salida de un rectificador debe estar tan libre de ondulaciones o rizos como sea posible. Por tanto, se conecta un condensador grande como filtro del lado de CC.

Inversor trifásico PWM tipo puente.

La finalidad de un inversor conmutado de CC a CA es producir una salida sinusoidal de CA cuya magnitud y frecuencia pueden controlarse. Sus usos principales son en motores de CA, fuentes de alimentación no interrumpibles y sistema de energías renovables.

El inversor de modo conmutado es un convertidor a través del cual el flujo de potencia es reversible. Sin embargo, la mayoría del tiempo el flujo de potencia va desde el lado de CC hacia el motor en el lado CA, lo que requiere un modo de operación de inversor. Por tanto, estos convertidores de modo conmutado frecuentemente se llaman inversores de modo conmutado.

Si la entrada a inversores de modo conmutado es una fuente de voltaje de CC, estos inversores se denominan inversores de fuente de voltaje (VSI). En estos inversores, el voltaje de

CC de entrada es esencialmente de magnitud constante; acá se usa un rectificador de diodos para rectificar el voltaje de línea. Por tanto, el inversor debe controlar la magnitud y la frecuencia de los voltajes de CA de salida. Esto se logra mediante PWM de los interruptores del inversor, y por ende estos inversores se llaman inversores PWM.

Los inversores trifásicos son comunes para alimentar cargas trifásicas, como son fuentes de alimentación no interrumpibles y motores de CA. El circuito de un inversor trifásico más frecuente consiste en tres patas o terminales, una para cada fase, como se muestra en la figura 7. Donde la salida de cada pata depende únicamente de V_d y el estatus del interruptor; el voltaje de salida es independiente de la corriente de la carga de salida, pues uno de los dos interruptores en una pata siempre está encendido en algún instante. (Mohan N. 2009)

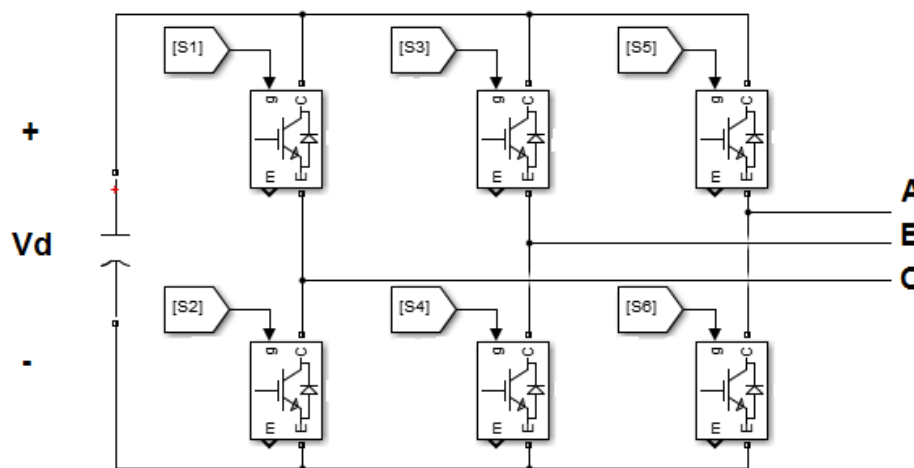


Figura 7 Esquema inversor trifásico
Fuente (Mohan N. 2009)

El objetivo en inversores trifásicos modulados por el ancho de pulsos es formar y controlar los voltajes de salida trifásicos en magnitud y frecuencia por medio de un voltaje de entrada esencialmente constante V_d . A fin de obtener voltajes de salida trifásicos equilibrados en un inversor trifásico de PWM, se compara la misma forma de onda de voltaje triangular con tres

voltajes de control sinusoidales que están 120° fuera de fase, como se muestra en la figura 8.

(Mohan N. 2009)

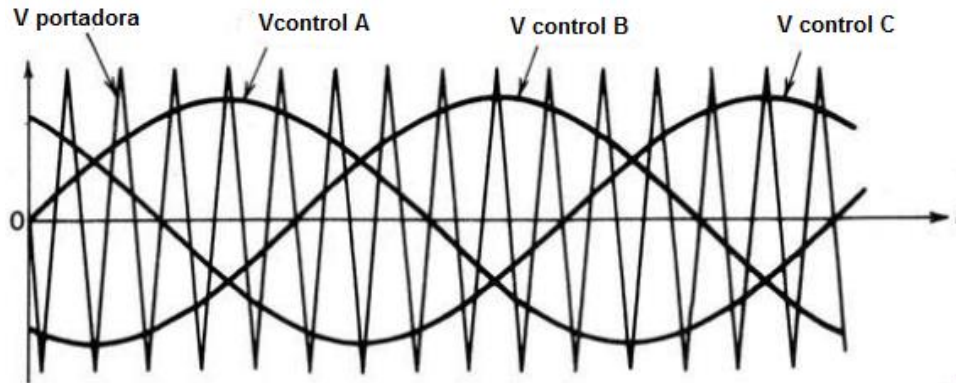


Figura 8 Señales de control y portadora del PWM
Fuente (Mohan N. 2009)

En este tipo de inversores, existen relaciones importantes a tener en cuenta en cuanto al trabajo del inversor; estas son:

Índice de modulación de frecuencia:

$$m_f = \frac{\text{frecuencia portadora}}{\text{frecuencia señal de control}} \quad (77)$$

Índice de modulación de voltaje:

$$m_a = \frac{\text{Amplitud señal de control}}{\text{Amplitud portadora}} \quad (78)$$

Las consideraciones de PWM se resumen así:

1. Para valores bajos de m_f , a fin de eliminar los armónicos pares, se debe usar un PWM sincronizado (señal de control y portadora sincronizadas) y m_f debe ser un entero impar. Además, m_f debe ser un múltiplo de 3 para cancelar los armónicos más dominantes en el voltaje de línea a línea.
2. Para valores grandes de $m_f > 21$, Las amplitudes de subarmónicos debido a PWM asíncrono son pequeñas para valores grandes de m_f . Luego, con valores grandes de m_f , se usa el PWM

asíncrono donde la frecuencia de la portadora triangular se mantiene fija, mientras que la frecuencia de la señal de control cambia, lo que resulta en valores de m_f de tipo decimal. Sin embargo, si el inversor alimenta una carga como un motor de CA, los armónicos con una frecuencia de cero o cerca de cero, aunque de amplitud pequeña, generarán corrientes grandes que serán muy indeseables. Por este motivo se debe evitar el PWM asíncrono.

3. Durante una sobremodulación ($m_a > 1.0$), sin tener en cuenta el valor de m_f , se deben observar las condiciones correspondientes a un m_f pequeño.

Modulación lineal

En la región lineal donde $m_a \leq 1.0$, el componente fundamental de frecuencia del voltaje de salida varía en forma lineal con el índice de modulación de amplitud m_a . Según la figura 9.

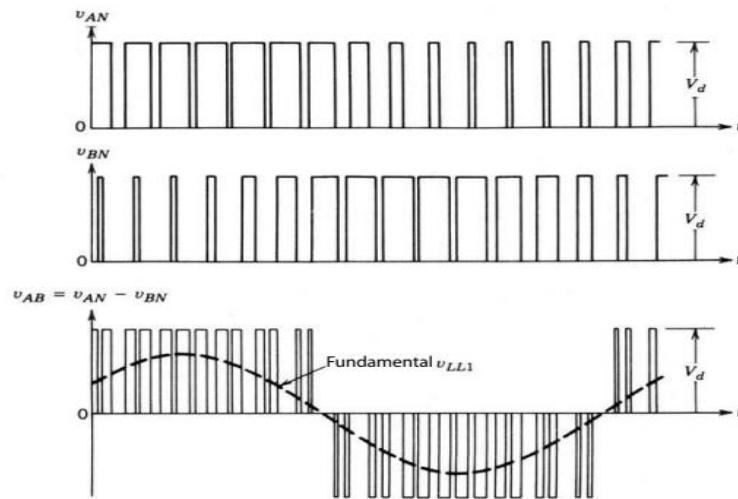


Figura 9 Valores de voltaje de salida en una pata del inversor
Fuente (Mohan N. 2009)

El valor pico del componente de frecuencia fundamental en una de las patas del inversor es:

$$V_{AN1} = m_a \frac{V_d}{2} \quad (79)$$

Luego, el voltaje de rms de línea a línea a frecuencia fundamental, debido a un desplazamiento de fase de 120° entre voltajes de fase, es igual a:

$$V_{ll1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \cdot m_a \cdot V_d \quad (80)$$

Sobremodulación

En la sobremodulación de PWM ($m_a > 1.0$), se permite que los picos de los voltajes de control excedan el pico de la forma de onda triangular. A diferencia de la región lineal, en este modo de operación la magnitud de voltaje de frecuencia fundamental no aumenta en forma proporcional con m_a . En la figura 10, el valor rms del voltaje de línea a línea de frecuencia fundamental V_{ll1} se traza como función de m_a . (Mohan N. 2009)

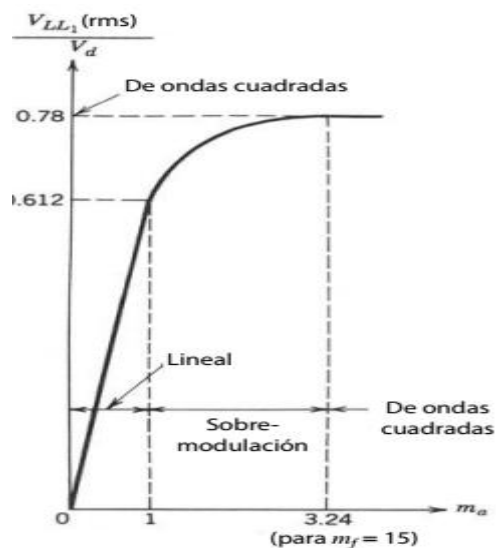


Figura 10 Zonas de trabajo del inversor trifásico
Fuente (Mohan N. 2009)

Se observa que para valores muy grandes de m_a , el PWM degenera a una forma de onda de un inversor de ondas cuadradas. En la región de sobremodulación, aparecen más armónicos de banda lateral centrados alrededor de la frecuencia m_f y sus múltiplos, comparada con la región lineal. Sin embargo, tal vez los armónicos dominantes no tengan una amplitud tan grande

como en $m_a \leq 1.0$. Luego la pérdida de potencia en la carga debida a las frecuencias armónicas posiblemente no sea tan alta en la región de sobremodulación como lo sugiere la presencia de adicionales armónicos de banda lateral. Según la naturaleza de la carga y la frecuencia de modulación, las pérdidas debidas a estos armónicos en sobremodulación podrán ser incluso menores que aquellas en la región lineal del PWM.

Motor de inducción asíncrono trifásico

Es un motor cuyo funcionamiento se basa en el concepto de campo magnético giratorio de las máquinas asíncronas; el cual se obtiene conectando tres devanados desfasados 120° , en estrella o triángulo.

En la figura 11 se observan las partes principales de un motor de jaula de ardilla que es el usado en este proyecto, en la cual podemos observar un estator fijo, carcasa, caja de conexiones y un rotor giratorio.

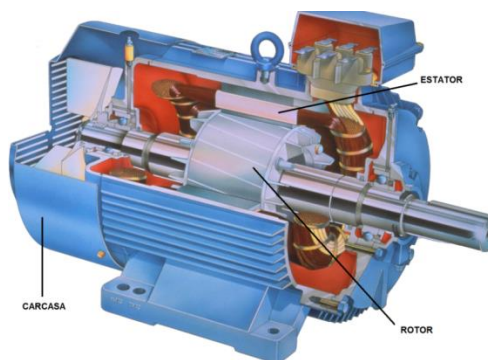


Figura 11 Partes principales motor inducción

Fuente: Freepng. (2019). PNG / Motor De Inducción, Motor De Ca, Motor Eléctrico PNG. Recuperado en <https://www.freepng.es/png-fstx7c/>

Tanto el rotor como el estator no tienen ninguna conexión eléctrica y están fabricados con láminas de alto magnetismo. Las corrientes son inducidas desde el estator a través del entrehierro para que el rotor gire. El funcionamiento del motor lo podemos colocar en los siguientes pasos:

- El campo magnético giratorio en el estator origina un flujo que induce corrientes en el rotor, a una velocidad de sincronismo:

$$N_s = \frac{f \cdot 60}{P} \quad (81)$$

Donde f es la frecuencia de la red y P el número de polos.

- En cada conductor del rotor se produce una fuerza de valor $F = i \cdot L \cdot B$ que da lugar al par del motor.

- El rotor gira a una velocidad N_r inferior a la velocidad de sincronismo N_s pues en caso contrario no se induciría f.e.m en el rotor y por lo tanto no habría par motor.

Desarrollo en Simulink de la metodología de la eficiencia energética según la norma IEEE 1459-2010

Descripción

La metodología propuesta en esta investigación es medir la potencia trifásica de un sistema convertidor estático (inversor), en la entrada y en la salida, usando los parámetros de la norma IEEE 1459-2010, para determinar la eficiencia eléctrica de este tipo de sistemas a través de la plataforma Simulink.

Simulación

Para simular el comportamiento de las potencias eléctricas en redes trifásicas se realizan los siguientes pasos:

- Se usa un inversor trifásico de 6 pulsos tipo puente con carga RL conectada en delta como se ve en el esquema:

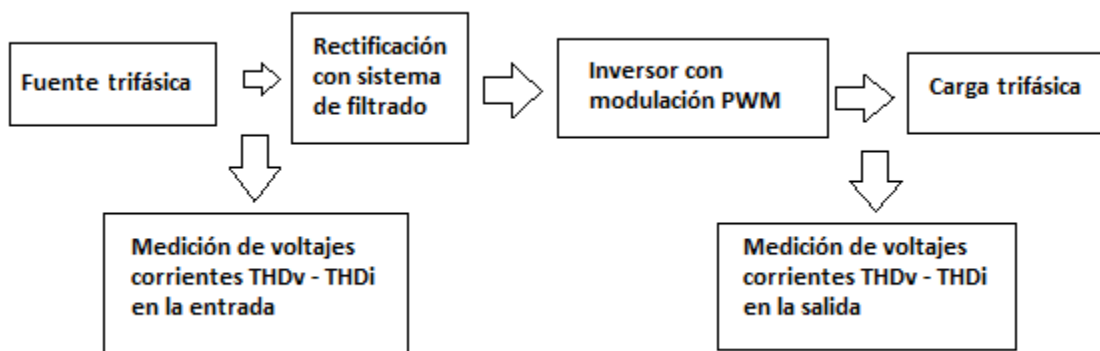


Figura 12 Esquema del circuito de simulación
Fuente: Elaboración propia

- Se parametriza el módulo de carga.
- Luego se diseña el módulo rectificador no controlado y filtro capacitivo.

- Finalmente, se diseña el módulo puente inversor con IGBT's.

Módulo de carga

Para determinar los parámetros de la carga usada se trabaja con las características del motor trifásico usado en la práctica, placa que contiene los datos de identificación, así:

Tabla 1 *Datos placa motor*

WEG THREE PHASE	
TYPE IEI-IEC	2.43/1.41
0.55 KW	3400 r/min
220/380 V	2 POLE
50/60 Hz	INS. CL B
IP 55	n. 1076

Fuente: Elaboración propia

La potencia de salida del motor es:

$$P_{out} = 0.55kw \quad (82)$$

$$P_{out} = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \cdot \cos(\phi) \cdot n$$

Donde n es la eficiencia que se calcula despejando de la ecuación anterior y reemplazando los valores según la tabla de características del motor se obtiene:

$$n = \frac{550}{\sqrt{3} \cdot (220) \cdot (2.43) \cdot (0.85)} = 0.70 \quad (83)$$

Eficiencia del motor que cumple con IE1 según la norma IEC 600343-1.

La Pin sirve para saber cuánta energía eléctrica demanda la máquina en las líneas o cuanto necesita para poder funcionar el motor y se calcula así:

$$P_{in} = \frac{550}{0.70} = 786 W \quad (84)$$

El factor multiplicador para hallar la corriente de arranque según la norma Nema para motores clase B es 3.15 ref (nema) señala:

$$I_{arr} = 2,43 * 3.15 = 6,43 \text{ A} \quad (85)$$

Para que el circuito magnético del motor funcione apropiadamente se necesita una potencia reactiva igual a:

$$\phi = \arccos(0,85) = 31.78^\circ \quad (86)$$

$$Q = \tan(31.78) * 786 = 487 \text{ VAR}$$

Teniendo el sistema una potencia aparente de:

$$S = \sqrt{3} \cdot V \cdot I = 925 \text{ VA} \quad (87)$$

Luego el sistema para simplificar los cálculos se diseña tomando una potencia aparente de 1 KVA.

En la simulación la carga trifásica conectada en delta y parametrizada se fijó como se indica en la ilustración 1:

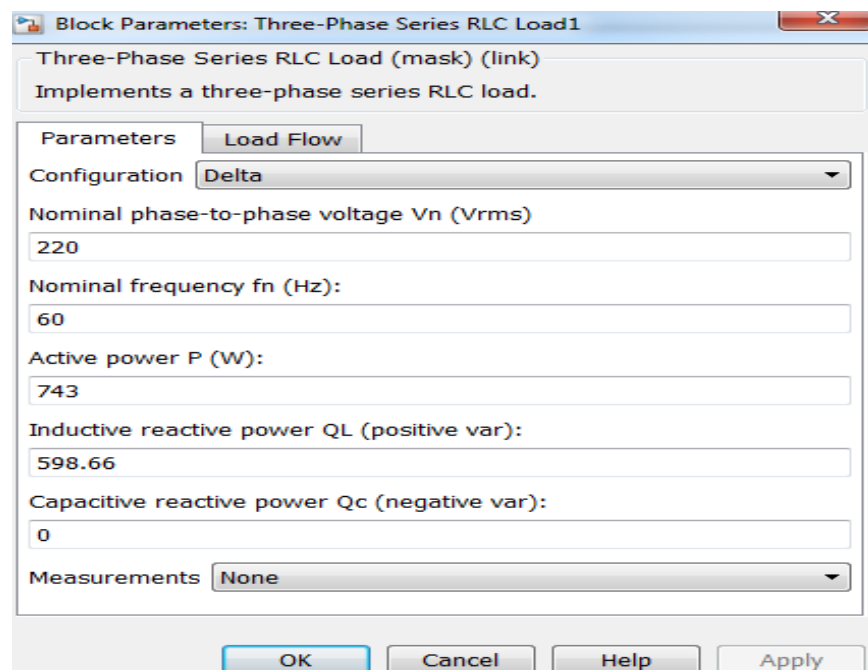


Ilustración 1 Parámetros carga RL
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Módulo rectificador trifásico no controlado y filtro capacitivo

Para la simulación se usa un puente de diodos con valores preestablecidos por el programa Simulink Matlab como lo muestra la figura 13:

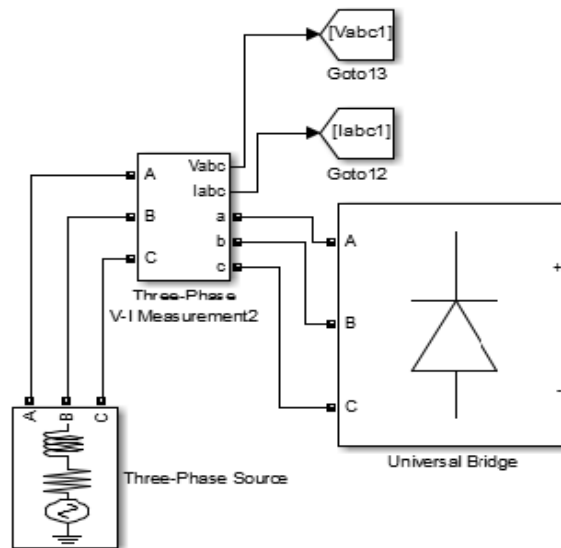


Figura 13 Configuración rectificador trifásico
Fuente: Tomado de simulador Simulink

A la entrada del mismo se conecta una fuente trifásica en conexión estrella con neutro, configurada a 60 Hz, 220 Vrms y con su respectivo desfase de 120 grados. (Mohan N. 2009). Su valor pico a la salida es:

$$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{urms} \quad (88)$$

$$V_p = 311.13 \text{ V}$$

La corriente dc que circulará a través de los diodos del rectificador se calcula teniendo en cuenta un rendimiento del 80% del mismo y será igual a:

$$I_{dc} = \frac{1000}{0.8 * 311.13} = 4.02 \text{ A} \quad (89)$$

Para obtener una señal de salida más lineal se requiere calcular un capacitor (condensador) que reduzca el rizo de la señal de salida.

Para cumplir a cabalidad con esa función, dicho condensador debe tener unos mínimos criterios los cuales se reflejan en la siguiente ecuación:

$$C_{min} = \frac{2P_o}{(V_{max}^2 - V_{min}^2)f_{rec}} \quad (90)$$

Donde:

Po: Potencia del motor en Kw

Vmax: Voltaje pico

Vmin: Voltaje mínimo permitido

Frec: Frecuencia del rectificador= 60 Hz*6=360 Hz

En el caso del motor escogido:

Po= 0.55 Kw

Vmax= 311 V

Vmin=300 V

Frec: Frecuencia del rectificador= 60 Hz*6=360 Hz

Reemplazando los valores según las especificaciones del motor tenemos que:

$$C_{min} = 454.6\mu F \quad (91)$$

Usaremos un condensador de 500 uf, asumiendo que es real el circuito y que debe tener pérdidas de uso.

Módulo puente inversor con IGBT's

Se usa un inversor trifásico tipo puente de 6 pulsos controlado por PWM, para ello la simulación de la etapa inversora planteada es:

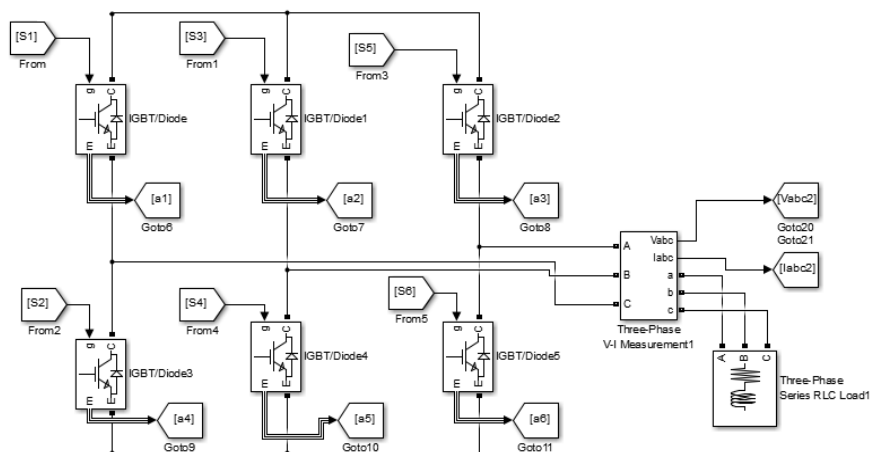


Figura 14 Inversor de seis pulsos
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Donde S1, S2, S3, S4, S5 y S6, son las entradas del PWM; para este caso se usó un SPWM bipolar, como lo muestra la siguiente figura:

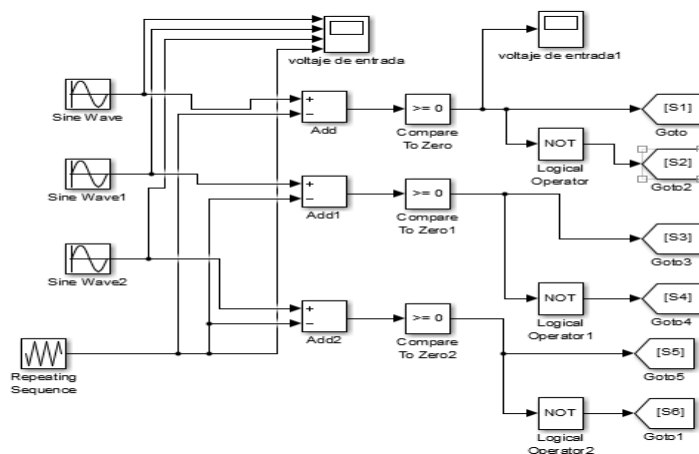


Figura 15 Etapa de modulación PWM
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Para su diseño se tiene en cuenta la siguiente relación denominada índice de modulación de frecuencia:

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (92)$$

f_m es la frecuencia de la señal modulante que en nuestro caso es una onda seno a 60 HZ y f_p de 4 khz es una onda triangular a 4khz, esto debido a que el variador utilizado funciona a esta frecuencia.

El PWM se trabaja en modo asíncrono a alta frecuencia para minimizar los subarmónicos producidos y evitar sonidos sensibles que detecta el oído humano (2 a 3 Khz). Al aumentar la frecuencia de switcheo se producen efectos de sobretensiones y sobrecorrientes que afectan al motor. Sin embargo, en variadores modernos éstos son controlables hasta frecuencias de 16 Khz.

Según esos requisitos se calcula el inversor de la siguiente manera:

Los voltajes de control del SPWM son:

$$V_{ca} = V_{ca} \text{sen}(wt) \quad (93)$$

$$V_{cb} = V_{cb} \text{sen}(wt + 2\pi/3) \quad (94)$$

$$V_{cc} = V_{cc} \text{sen}(wt - 2\pi/3) \quad (95)$$

El valor medio de V_{ao} , V_{bo} , V_{co} es:

$$\langle \overline{V_{ao}} \rangle = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{V_{ca}}{V_{PT}} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{V_{ca}}{V_{PT}} \text{sen}(wt) \quad (96)$$

$$\langle \overline{V_{bo}} \rangle = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{V_{cb}}{V_{PT}} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{V_{cb}}{V_{PT}} \text{sen}(wt + 2\pi/3) \quad (97)$$

$$\langle \overline{V_{cc}} \rangle = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{V_{PT}} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{V_{PT}} \text{sen}(wt - 2\pi/3) \quad (98)$$

Luego los voltajes de salida de nuestro inversor serán la diferencia de cada uno de estos valores $V_{ab}=V_{ao}-V_{bo}$, $V_{bc}=V_{bo}-V_{co}$ y $V_{ac}=V_{ao}-V_{co}$. El valor de salida del inversor en cada fase es el mismo desplazado 120 grados así:

$$\langle \overline{V_{ab}} \rangle = V_{dc} \cdot m_a \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) \text{sen}(wt - 2\pi/3) \quad (99)$$

$$V_{ll} = V_{dc} \cdot M_a \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (100)$$

Para que el inversor funcione apropiadamente para la carga establecida debemos tener en cuenta una relación V/f constante, luego al asumir un M_a de valor 1 que es el límite entre la linealidad y la sobremodulación, quedaría:

$$V_{ll} = 0.866 \cdot V_{dc} \quad (101)$$

La variación en frecuencia equivalente sería:

$$f = 0.866 * 60 \text{ Hz} = 51.96 \text{ Hz} \quad (102)$$

Esto obliga a realizar una compensación aproximadamente a los 52 Hz, debiendo colocar un $M_a > 1$ para dar el voltaje de 220 V a una operación de 60 Hz, lo que genera pasar a sobremodulación; este valor es de 1.63 aproximadamente. Lo anterior implica que la señal modulante tome valores mayores de la portadora y que el voltaje no varíe linealmente con el índice de modulación (Mohan N. 2009).

$$V_{ll} = 0.612 \cdot V_{dc} \cdot M_a \quad (103)$$

$$V_{ab_{rms}} = (220) \cdot (1.63) \cdot (0.612) \quad (104)$$

$$V_{ab_{rms}} = 220 \quad (105)$$

El esquema total simulado para una frecuencia de 60 Hz se aprecia en la figura 16:

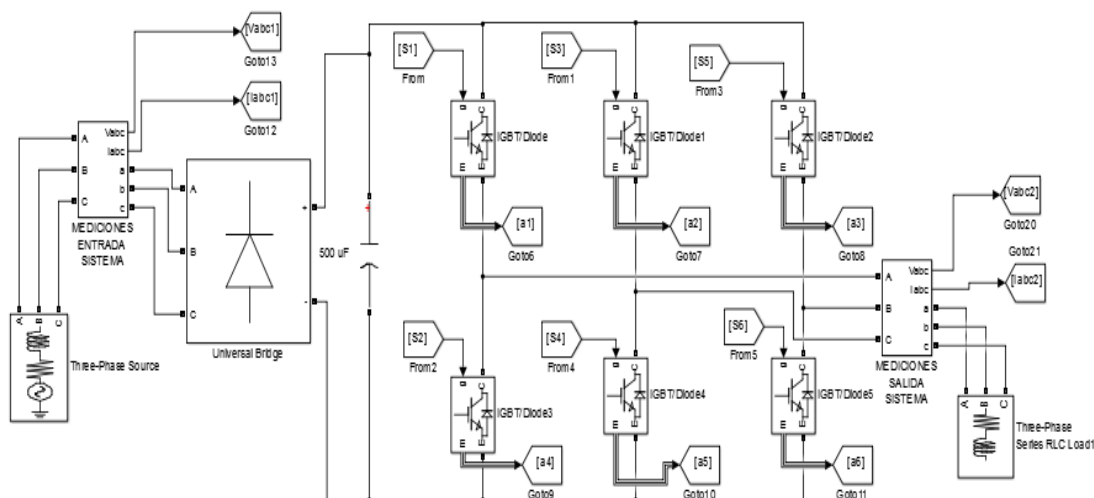


Figura 16 Esquema total de simulación
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Para calcular los valores de THD de corriente y de voltaje, tanto en la entrada como en la salida del inversor, se usó el bloque funcional, como ve evidencia en la figura 17:

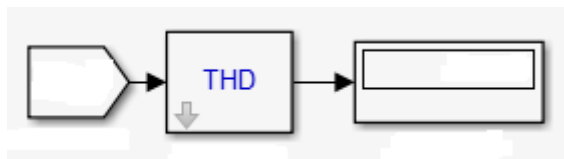


Figura 17 Cálculo de THD de voltaje y corriente
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Los valores RMS de las corrientes y los voltajes en la entrada y en la salida del inversor, se obtuvieron usando el bloque que se muestra en la figura 18:

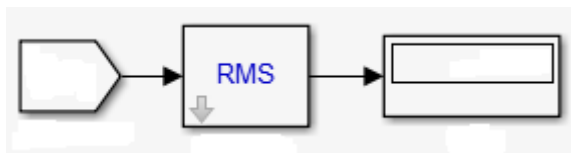


Figura 18 Cálculo de valores de voltaje y corriente RMS
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Los componentes fundamentales de corriente, voltaje, y su ángulo se calcularon con el bloque funcional Fourier que brinda el programa Simulink, así como se muestra en la siguiente figura, donde la ganancia para obtener su valor RMS es de 0.70:

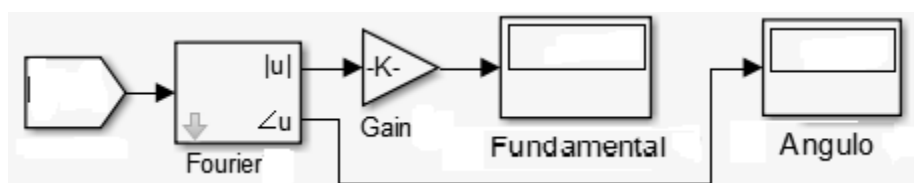


Figura 19 Cálculo de valor fundamental y ángulo de voltajes y corriente

Fuente: Tomado de simulador Simulink

Los resultados de la simulación según lo anterior, se resumen en la tabla 2 donde se muestra el consolidado de los datos obtenidos a la entrada y salida del inversor trifásico para una frecuencia de 60 Hz:

Tabla 2 Datos de entrada y salida del inversor trifásico frecuencia 60 HZ

Parámetros	Entrada	Salida
V_{ab}	219.8 V	231.2 V
V_{bc}	219.8 V	232 V
V_{ac}	219.8 V	231.4 V
I_a	2.374 A	2.18 A
I_b	2.343 A	2.273 A
I_c	2.36 A	2.177 A
$THD_{V_{ab}}$	3.36%	61.38 %
$THD_{V_{bc}}$	3.34%	62.55 %
$THD_{V_{ac}}$	3.38%	61.31%
THD_{I_a}	96.52%	5.313%
THD_{I_b}	96.45%	5.439 %
THD_{I_c}	95.98%	5.422%
V_{ab1}	219.8∠29.66	197.1∠29.69
V_{bc1}	219.8∠-90.34	196.7∠-90.17
V_{ac1}	219.8∠149.7	197.3∠149.9
I_{a1}	1.708∠-11.65	2.177∠-32.07
I_{b1}	1.686∠-131.4	2.17∠-152.1
I_{c1}	1.703∠109.1	2.173∠88.1

Fuente: Elaboración propia

La siguiente ilustración muestra el voltaje de entrada al sistema, donde se puede observar unas ondas sinusoidales claras, debido a que el THD de voltaje de cada fase, muestra valores del orden del 3%, lo que significa un porcentaje bajo en cuanto a la distorsión armónica de voltaje:

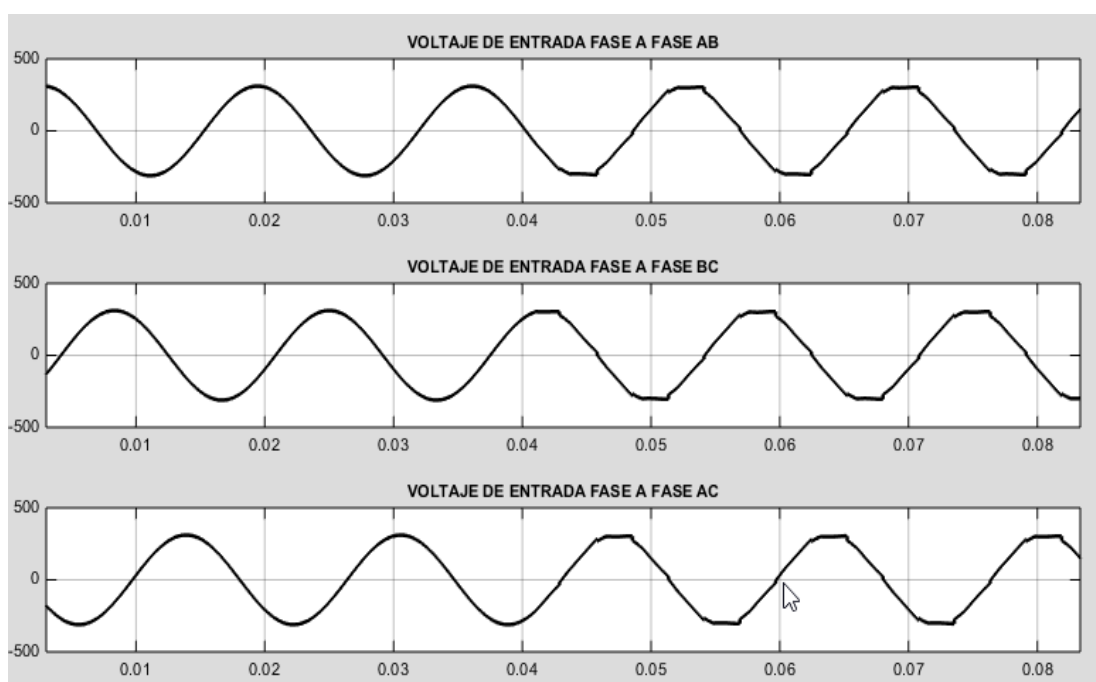


Ilustración 2 Voltajes fase a fase de entrada
Fuente: Tomado de simulador Simulink

La gráfica de corriente de entrada se observa en la ilustración 3, y es claramente no sinusoidal, esto debido a las cargas no lineales del sistema, lo cual genera que los valores de distorsión armónica en cada fase de corriente sean superiores al 95%:

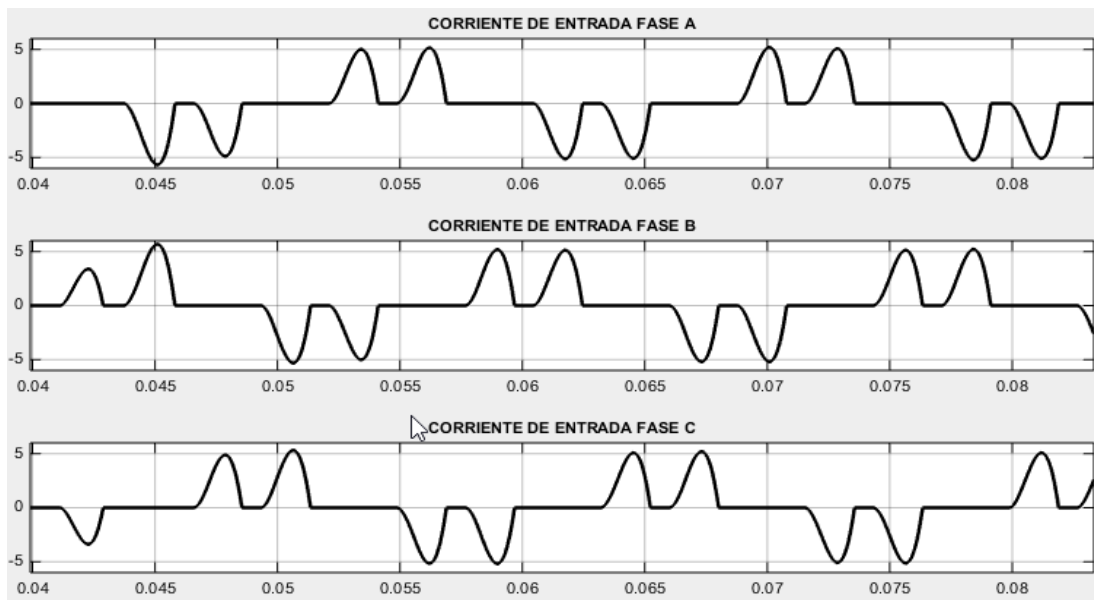


Ilustración 3 Corrientes de línea de entrada
Fuente: Tomado de simulador Simulink

La gráfica de la ilustración 4 muestra el voltaje de salida del inversor funcionando a plena carga, donde el PWM deja de ser una sinusoidal pura y se va convirtiendo en una de onda cuadrada, esto significa que está trabajando en zona de sobremodulación además del desfase de 120° cada una de las salidas:

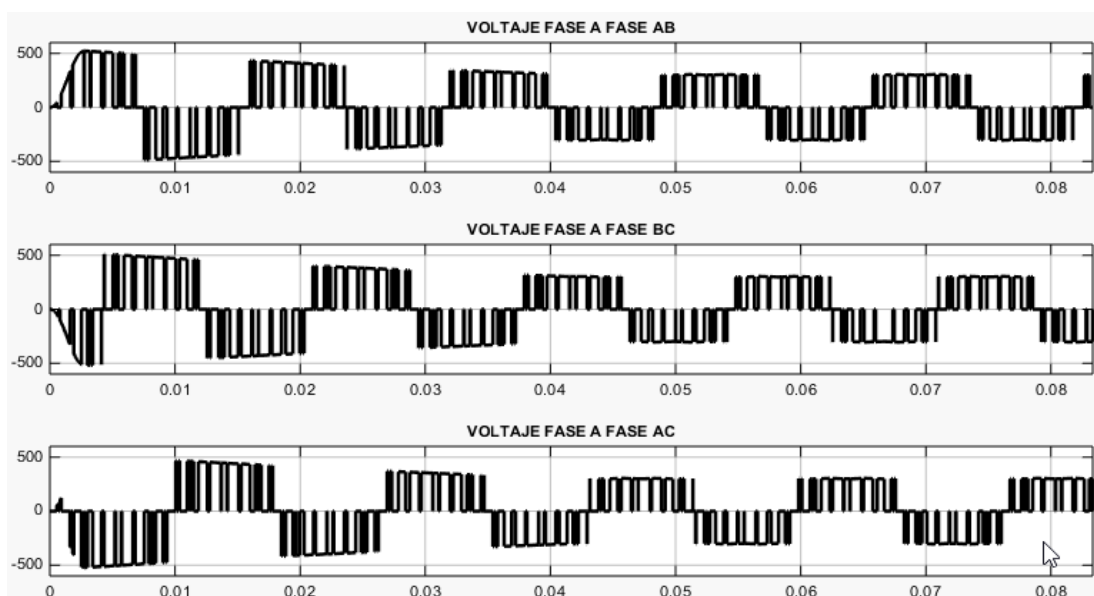


Ilustración 4 Voltajes de fase a fase en la salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

En la ilustración 5 se ve la corriente de salida en la carga, se observa una onda sinusoidal casi pura, como debía esperarse ya que el PWM está hecho con una señal modulante de este tipo, además como la carga es un circuito RL, acondicionado a las potencias del motor que se va usar en las pruebas con el analizador de redes, ésta le sirve de filtro para los armónicos cerca a la fundamental.

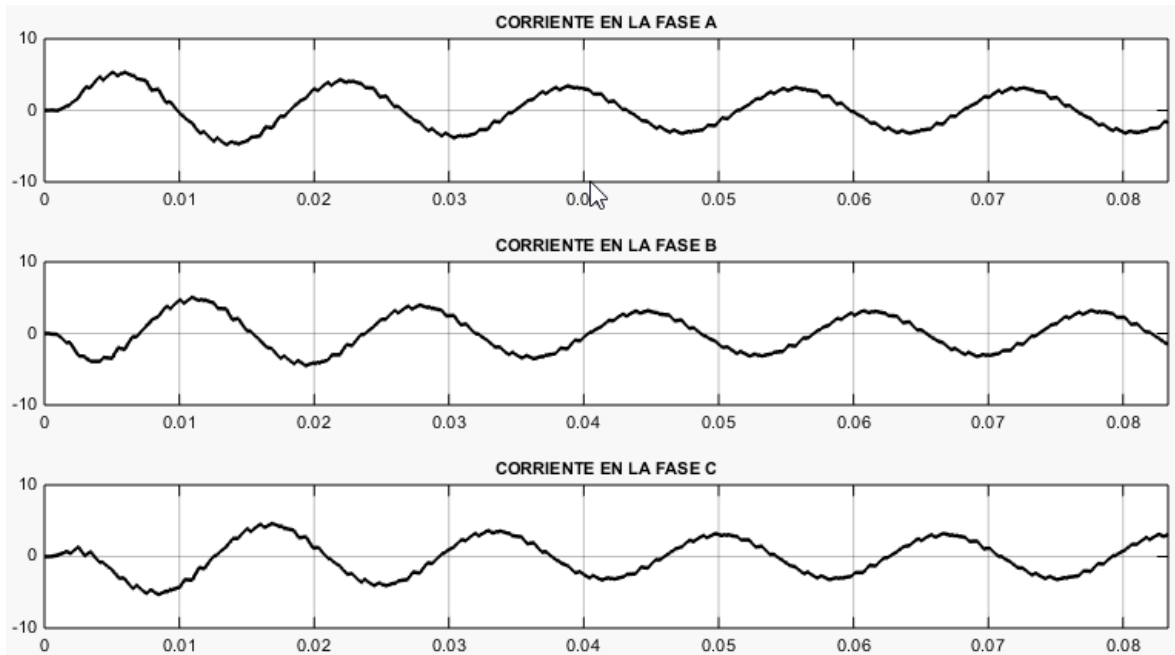


Ilustración 5 Corrientes de línea en la salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Análisis de resultados teniendo en cuenta la norma IEEE 1459-2010

La metodología propuesta consistió en medir la potencia trifásica de un sistema convertidor estático (inversor), tanto en la entrada como en la salida, usando los parámetros de la norma IEEE 1459 -2010, para determinar la eficiencia energética de este tipo de sistemas a través de la plataforma Simulink.

Para estimar la eficiencia del convertidor trifásico se excluyó la parte reactiva, considerando solo la potencia activa fundamental de salida y la utilización de la potencia efectiva aparente de entrada según la norma IEEE1459-2010, la cual incluye de manera intrínseca las potencias debido a los armónicos.

Su estimación se basa en la ecuación 106:

$$\text{Intensidad de Potencia}(\%) = \frac{P_1}{S_e} \times 100 \quad (106)$$

Los trabajos originales del IEEE Working Group, descomponen la potencia aparente efectiva en dos términos denominados voltaje efectivo y corriente efectiva; que para sistemas trifásicos de tres hilos con cargas no lineales que es el caso de estudio, se calcularon tanto para la entrada como para la salida con sus respectivos valores fundamentales, según la ecuación (16), donde en la figura 20 podemos observar el cálculo del valor del voltaje equivalente y su respectivo fundamental de la entrada del sistema inversor:

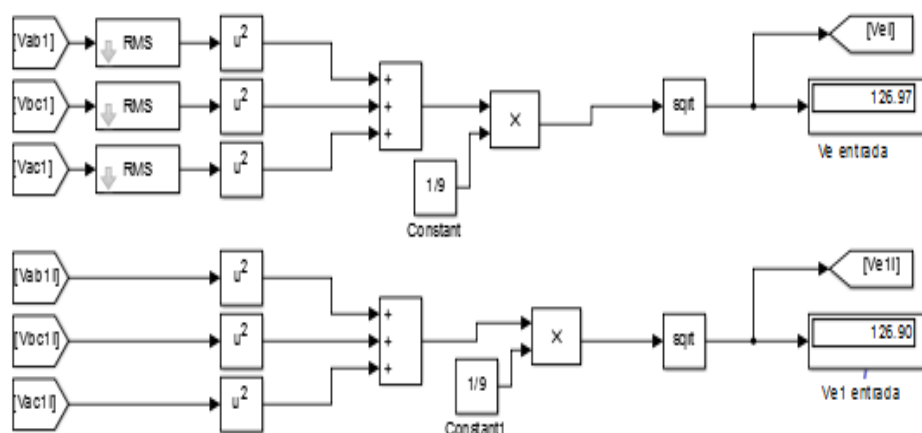


Figura 20 Voltajes de entrada V_e y fundamental V_{e1}

Fuente: Tomado de simulador Simulink

Así mismo, en la figura No. 21 podemos visualizar el cálculo del voltaje equivalente con su valor fundamental de la salida del inversor:

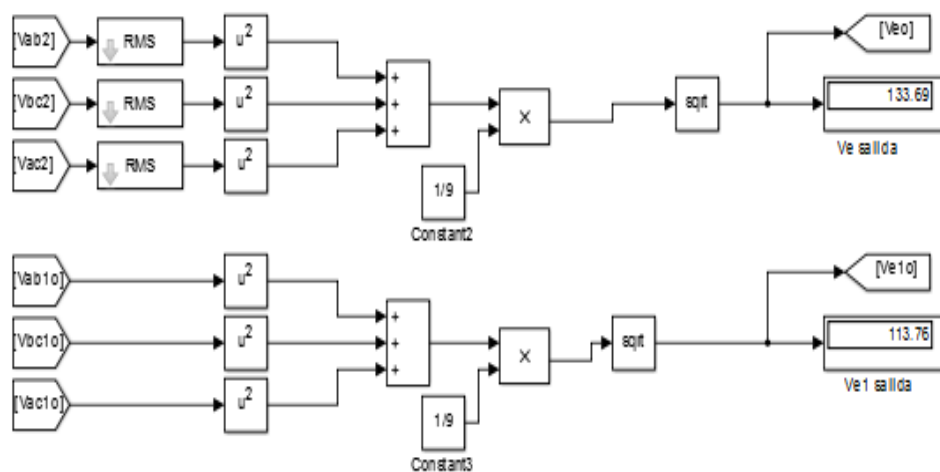


Figura 21 Voltajes de salida V_e y fundamental V_{e1}

Fuente: Tomado de simulador Simulink

Adicional del voltaje equivalente y su respectivo valor fundamental, la norma también tiene implícito el cálculo de una corriente efectiva equivalente, por supuesto con su fundamental, las cuales, tanto para la entrada como para la salida, según la ecuación (18). En la figura 22 se evidencia el valor obtenido de la corriente de entrada y su fundamental:

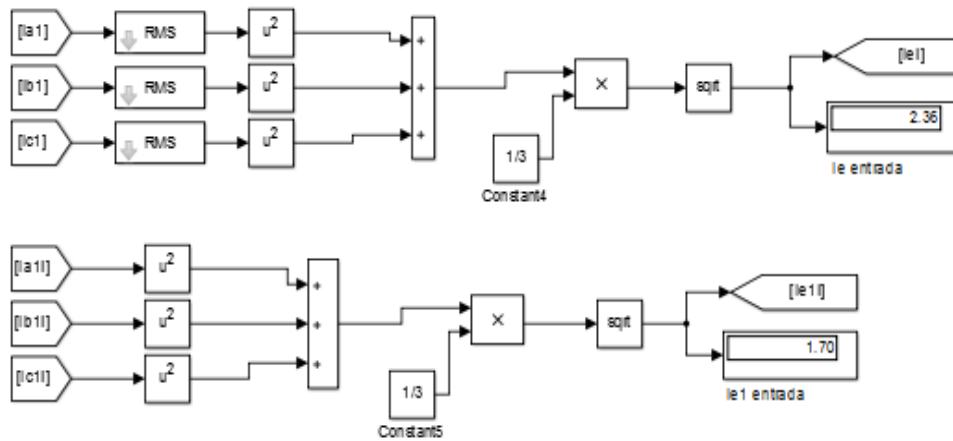


Figura 22 Corriente de entrada I_e y fundamental I_{e1}
Fuente: Tomado de simulador Simulink

De la misma forma, en la figura No. 23 se observa el resultado obtenido de la corriente equivalente y su valor fundamental en la salida del sistema:

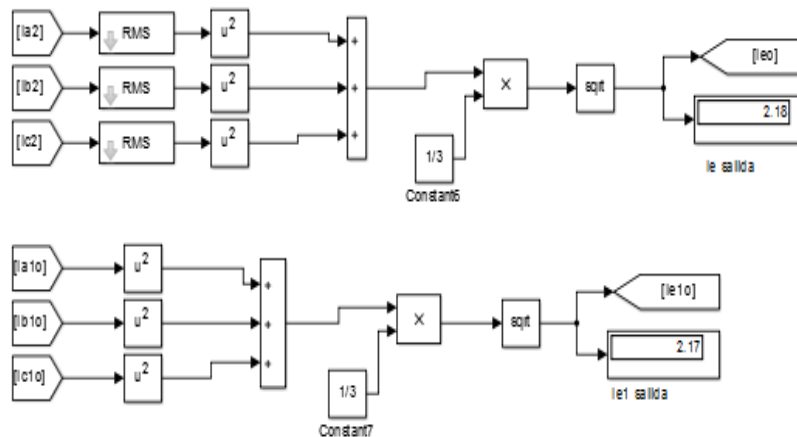


Figura 23 Corriente de salida I_e y fundamental I_{e1}
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Para ver la influencia de los armónicos tanto de voltaje y corriente la IEEE 1459-2010, tienen en cuenta el voltaje V_{eh} según la ecuación (48) y la corriente I_{eh} en la ecuación (51), ambos de tipo armónico.

En la figura 24 se observan los valores calculados de voltaje equivalente armónico para la entrada como para la salida:

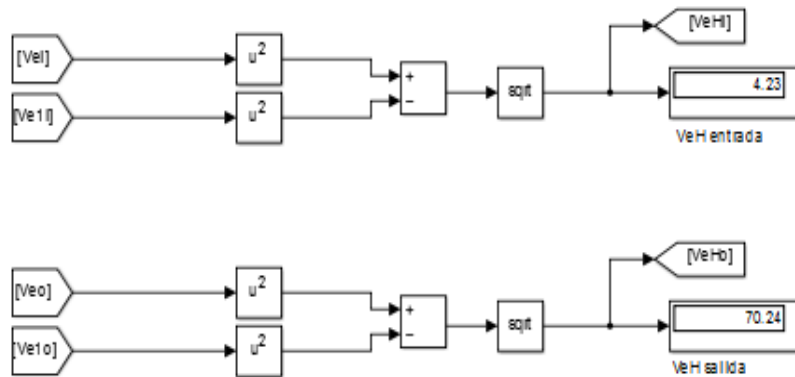


Figura 24 Voltaje efectivo armónico VeH de entrada y de salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Igualmente, la figura 25 muestra los valores de corriente de distorsión armónica obtenidos a través de la plataforma Simulink:

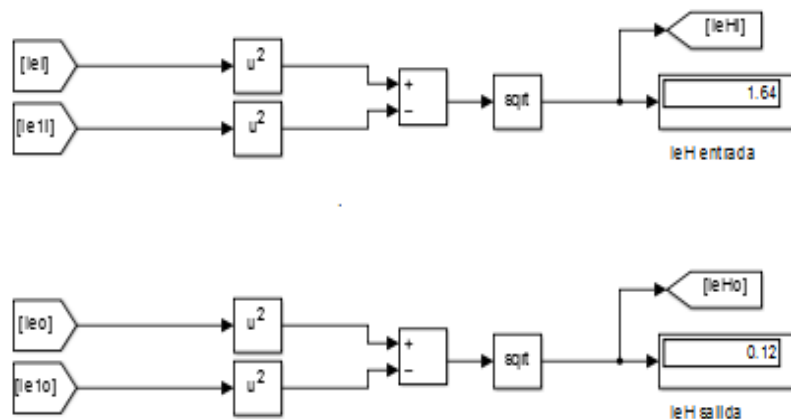


Figura 25 Corriente efectiva armónica IeH de entrada y salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

De otra parte, la tasa de distorsión armónica del circuito equivalente de la corriente THDie fue calculada con la ecuación (65) y la del voltaje THDve con la ecuación (66).

Se observa en la figura 26 el cálculo de la tasa de distorsión armónica tanto del voltaje como de la corriente en la entrada:

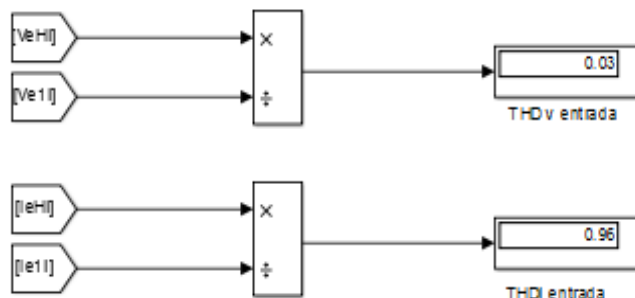


Figura 26 Tasa de distorsión armónica THDve y THDie en la entrada
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Adicional, en la figura 27 se describe la tasa de distorsión armónica en la salida del inversor:

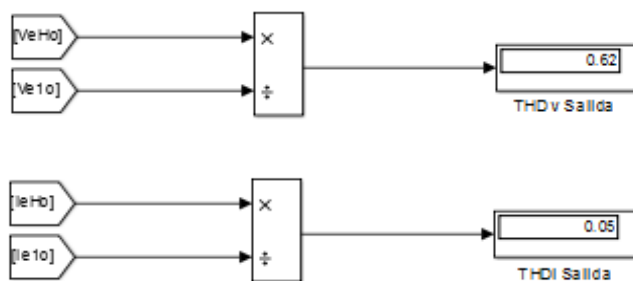


Figura 27 Tasa de distorsión armónica THDve y THDie en la salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Después de analizar todos los datos de voltaje y corriente del sistema equivalente propuesto por la norma IEEE 1459-2010, se halló la potencia aparente total según la ecuación (19) y fundamental equivalente, conforme la ecuación (55), tanto para la entrada como para la salida del inversor.

Las potencias aparentes en la entrada, la encontramos en la figura 28:

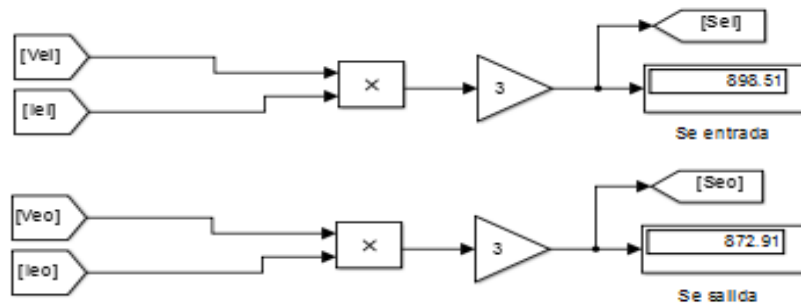


Figura 28 Potencias aparentes totales Se de entrada y de salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

También, dichas potencias aparentes se pueden visualizar en la figura 29:

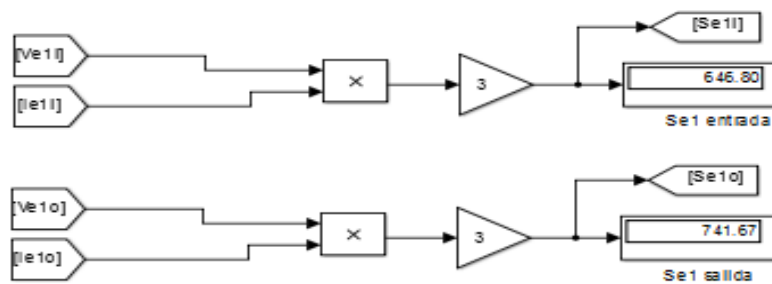


Figura 29 Potencias aparentes fundamentales $Se1$ de entrada y salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

A su vez, la potencia aparente no fundamental del sistema equivalente es calculada de acuerdo a la ecuación (68).

Para la entrada el valor de la potencia se muestra en la figura 30:

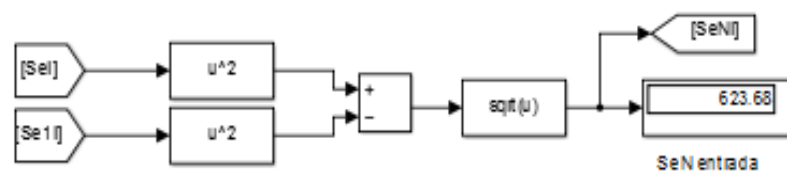


Figura 30 Potencia aparente no fundamental SeN de entrada
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Igualmente, el valor de la potencia aparente no fundamental en la salida, se observa en la figura 31:

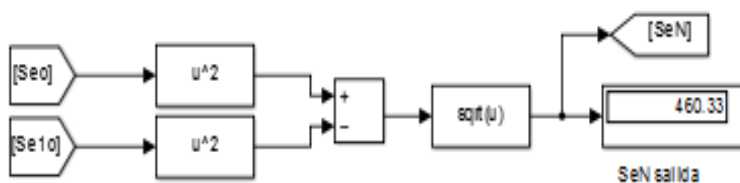


Figura 31 Potencia aparente no fundamental SeN de salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Otros factores influyentes en el análisis de potencia aparente no fundamental o en su propio cálculo son la potencia de distorsión de corriente DeI, como se puede ver en la ecuación (62), la potencia de distorsión de voltaje DeV en la ecuación (63) y la potencia aparente armónica SeH, en la ecuación (64)

Dichos factores en la entrada del convertidor estático se ven reflejados en la figura 32:

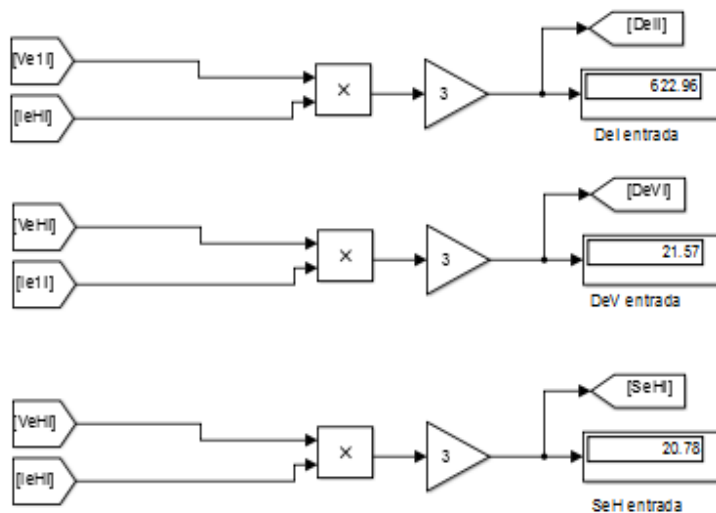


Figura 32 Potencia DeI, DeV y SeH de entrada
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Para la salida, a su vez, el cálculo de los valores se evidencia en la figura 33:

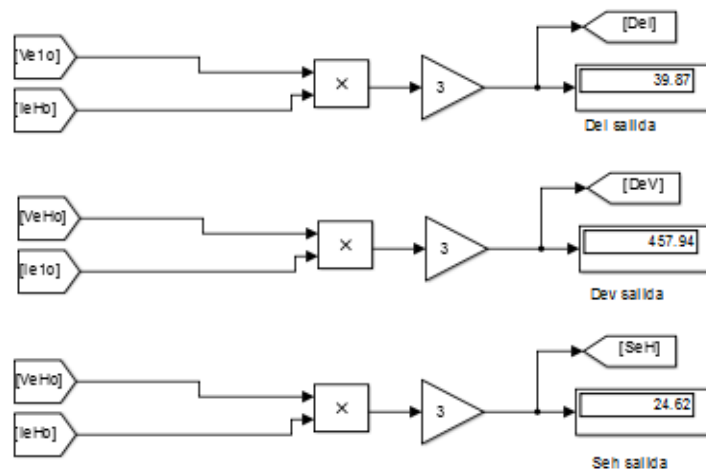


Figura 33 Potencia DeI, DeV y SeH de salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Acto seguido, para hallar la potencia activa y reactiva fundamental de entrada y de salida, se usaron las ecuaciones (33) y (38) para calcular cada una de las potencias; y, las ecuaciones (32) y (39) para hallar la potencia total, como se observa en las figuras 34 y 35.

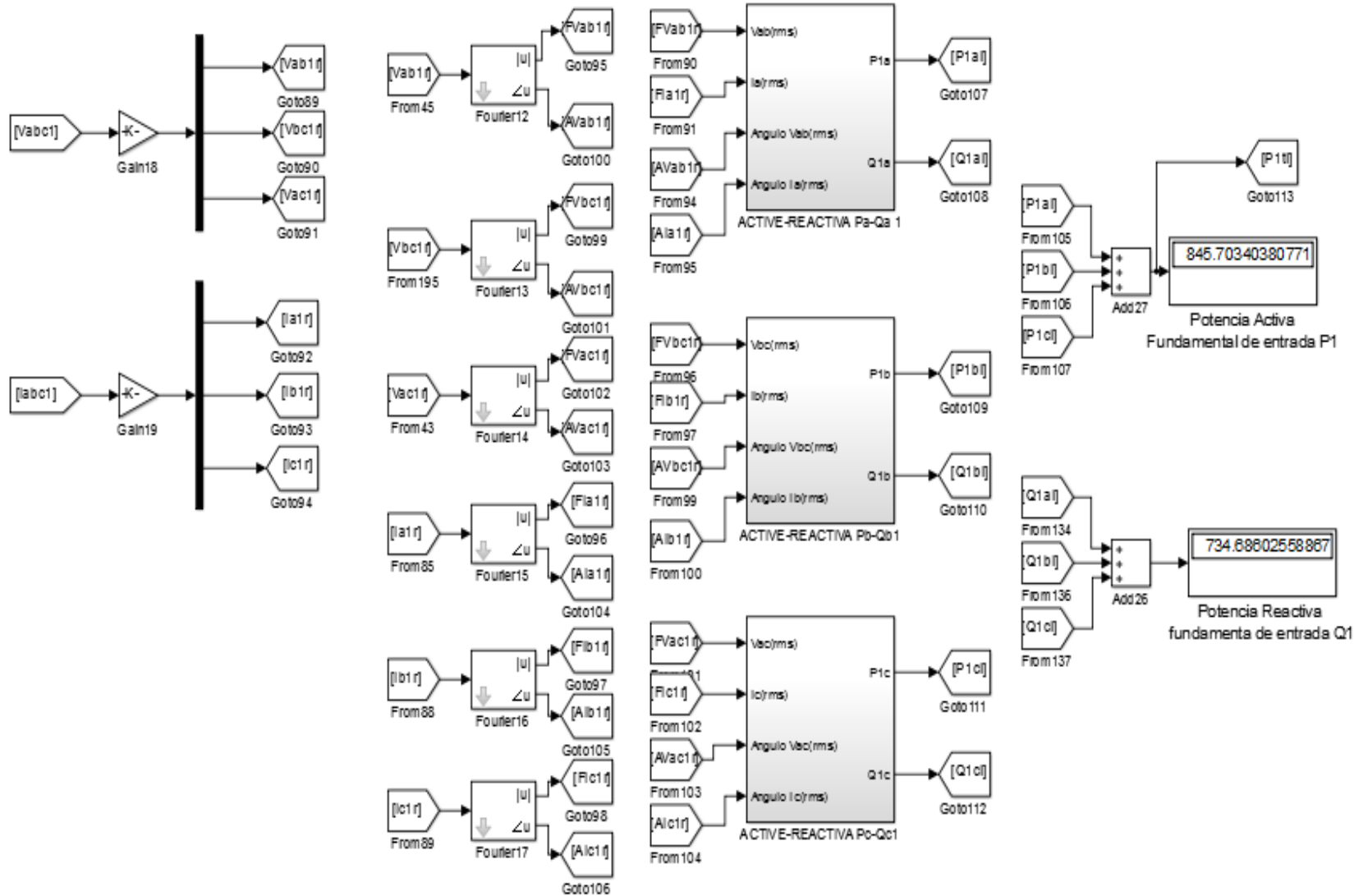


Figura 34 Potencia activa P1 y reactiva Q1 fundamental de entrada
Fuente: Tomado de simulador Simulink

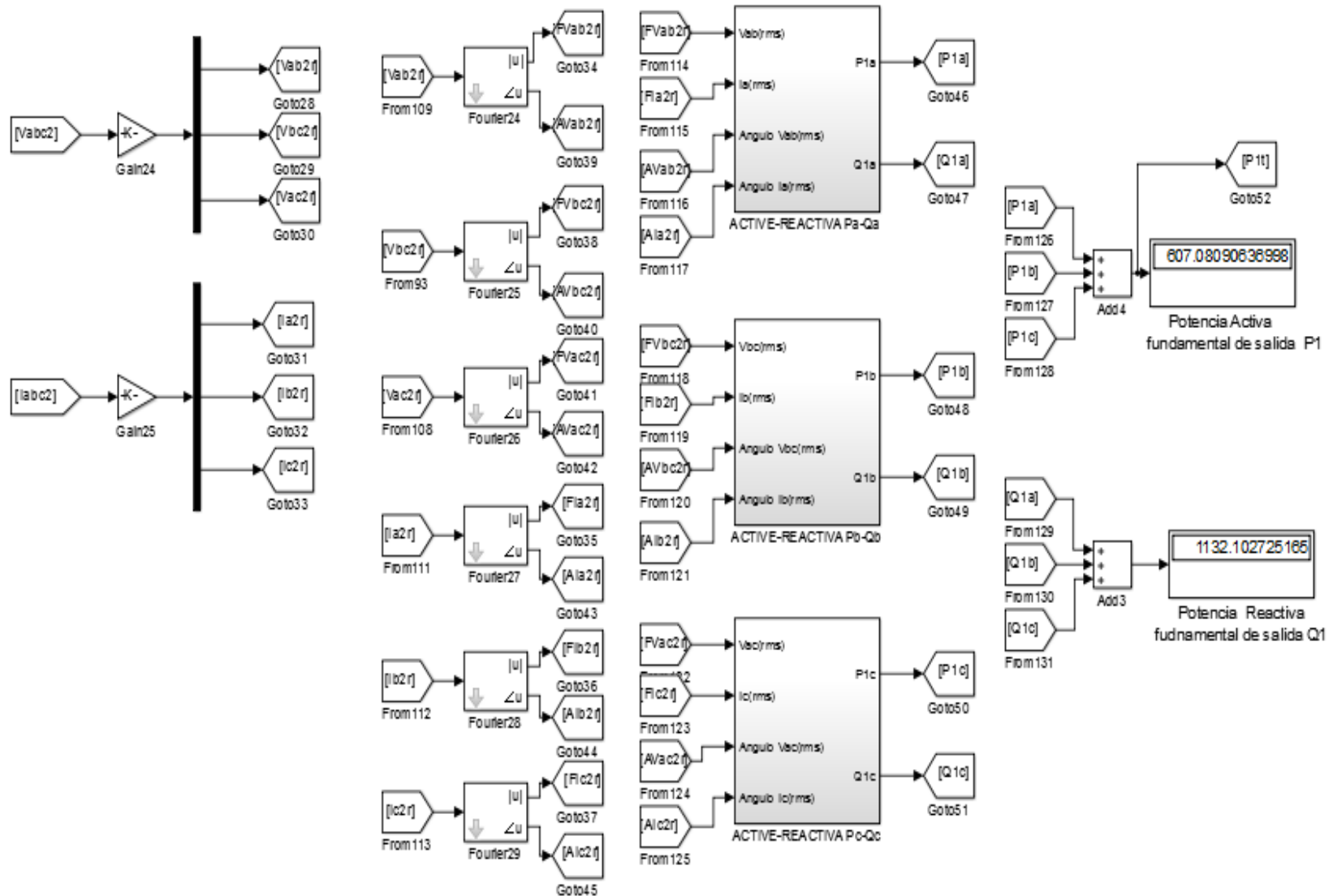


Figura 35 Potencia activa P1 y reactiva Q1 fundamental de salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Donde el bloque ACTIVE-REACTIVA de la configuración anterior está compuesto por los siguientes componentes mostrados en la figura 36:

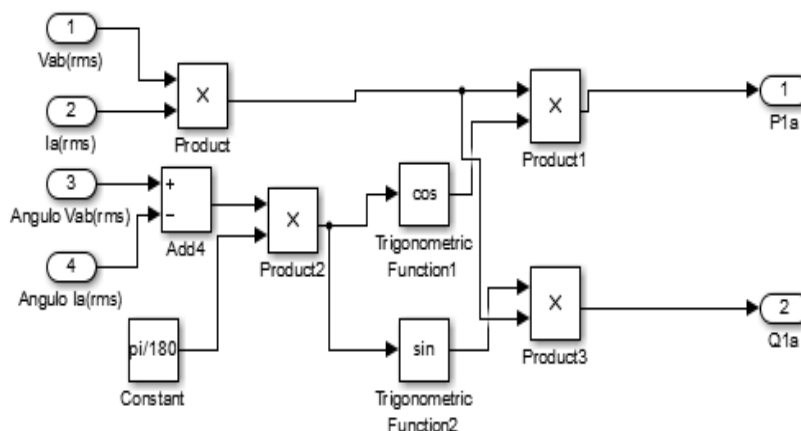


Figura 36 Bloque ACTIVE-REACTIVA

Fuente: Tomado de simulador Simulink

La tabla 3 muestra el consolidado de los resultados descritos anteriormente obtenidos en la simulación:

Tabla 3 Resultados de la simulación

Parámetros	Entrada	Salida
V_e	126.97 V	133.69 V
V_{e1}	126.90 V	113.76 V
I_e	2.36 A	2.18 A
I_{e1}	1.70 A	2.17 A
I_{eH}	1.64 A	0.12 A
V_{eH}	4.23 A	70.24
THD_{V_e}	3 %	62%
THD_{I_e}	96 %	5%
S_e	898.51 VA	872.91 VA
S_{e1}	646.80 VA	741.67 VA
S_{eN}	623.68 VA	460.33 VA
D_{eI}	622.96 VAR	36.87 VAR
D_{eV}	21.57 VAR	457.94 VAR
S_{eH}	20.78 VA	24.62 VA
P_1	845.70W	607.08 W
Q_1	734.68 VAR	1132.10 VAR

Fuente: Elaboración propia

En la tabla 3 se ven las pérdidas y las distorsiones por componentes armónicos y también se comprueba que el circuito equivalente propuesto por la norma es considerablemente acertado. Si se revisa la tasa de distorsión armónica de voltaje y corriente medida directamente con el bloque que trae Simulink (Ver tabla 2) es parecido al simulado con la norma. (Ver tabla 3)

Por consiguiente, el resultado de la eficiencia se calcula según la ecuación 106, y se grafica como se ve en la figura 37:

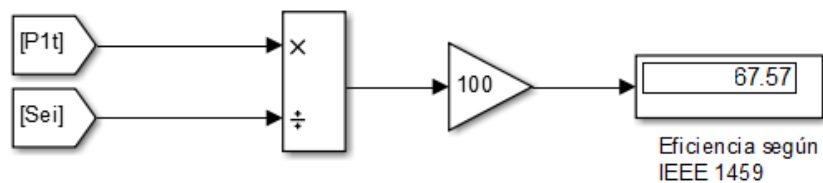


Figura 37 Resultado de la eficiencia según IEEE 1459
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Validación metodología con resultados experimentales

Para corroborar la metodología implementada en la plataforma Simulink, se realiza un experimento con un motor trifásico en configuración en delta y conectado a un variador de velocidad de referencia Altivar ATV312HU15M3 de Schenider Electric.

Se toman los datos de voltaje, corriente, y potencia, tanto en la entrada como en la salida con los analizadores de redes de marca HT con número de serie PQA 824 y el programa TOPVIEW para la adquisición de los datos al computador.

El montaje se puede ver en la ilustración 6:



Ilustración 6 Montaje experimental
Fuente: Elaboración propia

Acto seguido se realiza la configuración de elementos del sistema experimental.

Configuración de elementos del sistema experimental



Figura 38 Esquema del experimento
Fuente: Elaboración propia

Se configuran los analizadores marca HT con número de serie PQA 824, como lo indica la ilustración 7:



Ilustración 7 Configuración variador
Fuente: Elaboración propia

La anterior ilustración contiene la configuración apropiada del sistema teniendo en cuenta las diferentes conexiones y los valores de voltaje y corriente aproximados a medir, además de la frecuencia de trabajo. En este caso se utiliza un transductor de corriente tipo FLEX tal como nos indica el fabricante en la figura 39:

TRMS AC Current with Flex transducer clamp – Range 300A

Range	Accuracy	Resolution	Input impedance	Overload protection
0.0 ÷ 49.9A	$\pm(0.5\%rdg+0.24\%FS)$	0.1A	510k Ω	5V
50.0 ÷ 300.0A	$\pm(0.5\%rdg+0.06\%FS)$			

Measurements performed with HTFLEX33 flexible clamp

Max crest factor = 3

Current values < 1A are considered zero by meter

Figura 39 Configuración Transductor FLEX

Fuente: Manual analizador HT

El motor se conecta en delta y se energiza de acuerdo a los datos de su placa, como se observa en las ilustraciones 8 y 9:

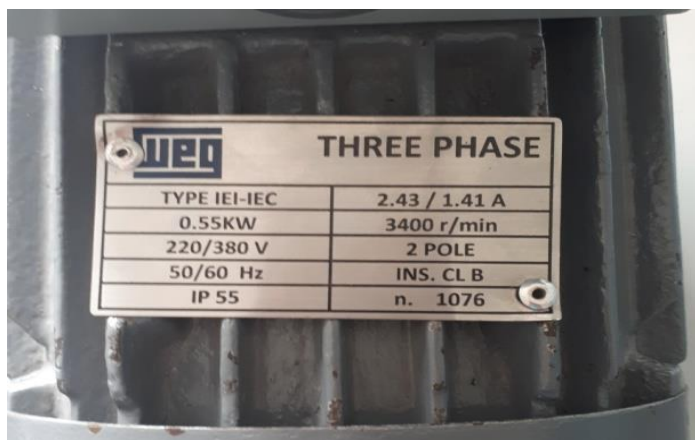


Ilustración 8 Placa de datos del motor

Fuente: Elaboración propia



Ilustración 9 Motor con conexión en delta

Fuente: Elaboración propia

El variador Altivar ATV312HU15M3 de Schenider Electric usado para nuestro experimento (ilustración 10) se configura teniendo en cuenta las características del motor y el manual de datos del fabricante:



Ilustración 10 Variador de velocidad
Fuente: Elaboración propia

Toma de datos experimentales

Para la toma de datos se utiliza el programa del fabricante denominado TOPVIEW versión 2.2.0.3 cuya pantalla de inicio se muestra a continuación:

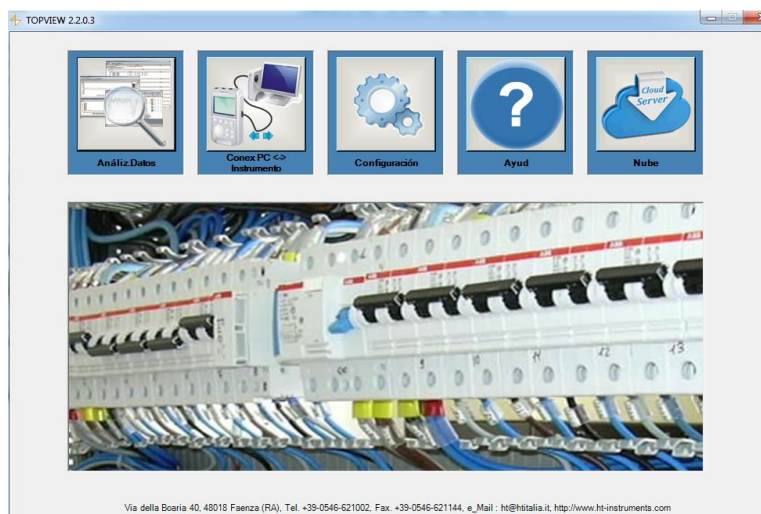


Ilustración 11 Pantalla inicial programa TOPVIEW
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

El programa funciona con estos pasos:

Se inicia el computador y a través de la comunicación del puerto USB se adquieren los datos de los analizadores dando click en el botón Conex PC, como se observa en la siguiente ilustración:

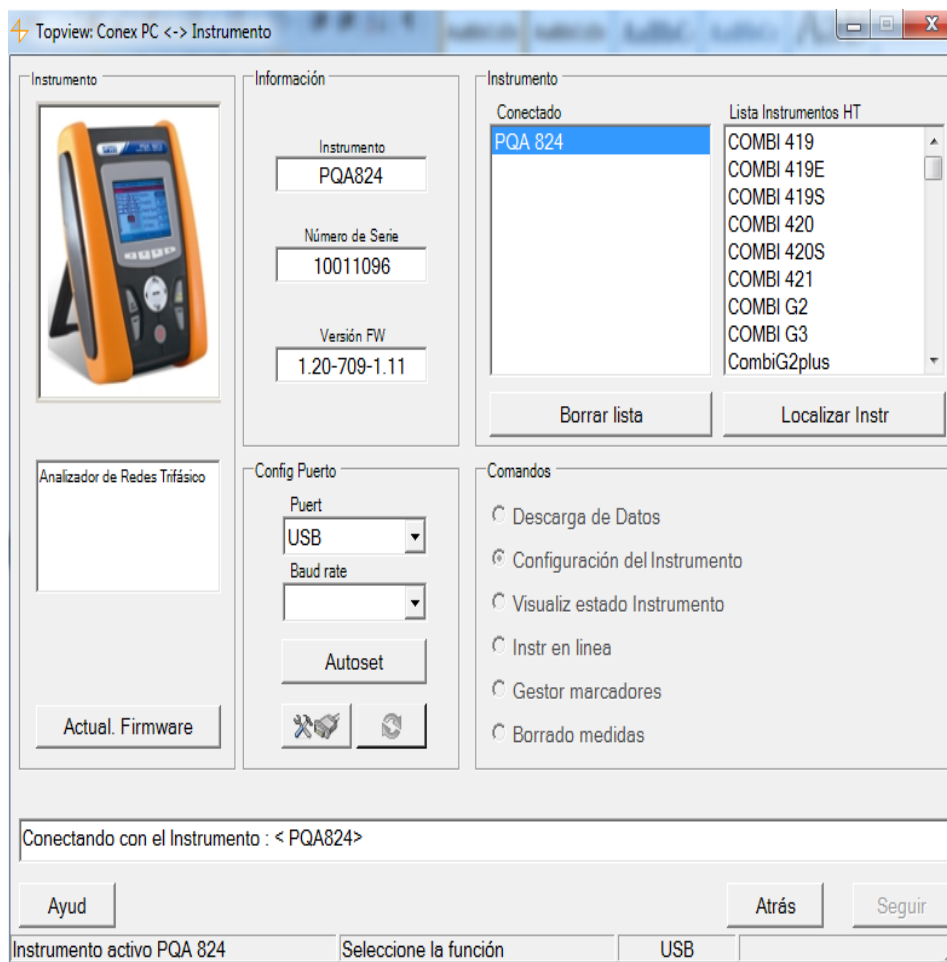


Ilustración 12 Configuración adquisición de datos
Fuente: Elaboración propia

A continuación, se pulsa el icono Analiz.Datos como se muestra en la ilustración 13, donde aparecen todos los datos obtenidos desde los equipos HT. En esta misma pantalla se escogen los que se desean ver:

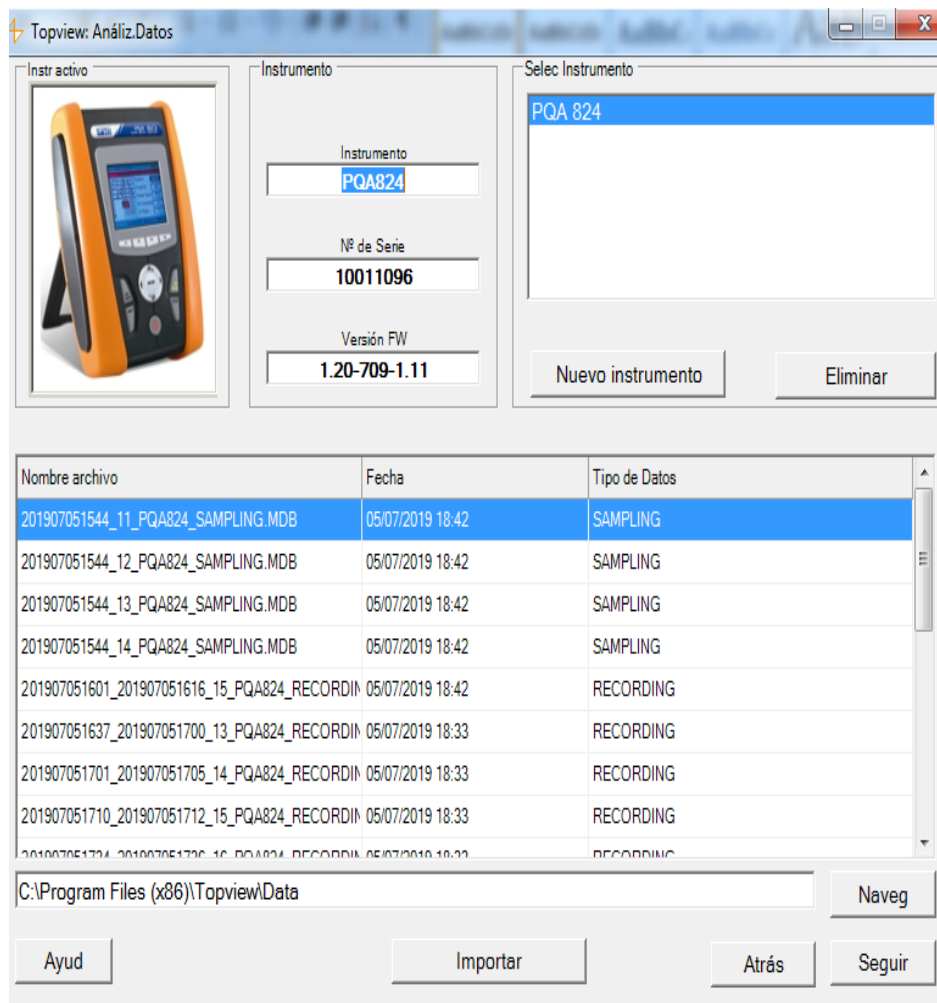


Ilustración 13 Datos obtenidos desde el analizador
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

Datos adquiridos desde los analizadores de entrada y de salida a frecuencia de 60 Hz

Para medir la eficiencia según la metodología implementada en este trabajo, se adquirieron los siguientes datos desde los analizadores de redes marca HT con número de serie PQA 824, a saber: voltaje fase a fase, corrientes de línea, componentes fundamentales de voltaje, componentes fundamentales de corriente y potencia activa.

Voltaje fase a fase

El voltaje medido por los analizadores se puede observar en las ilustraciones 14 y 15:

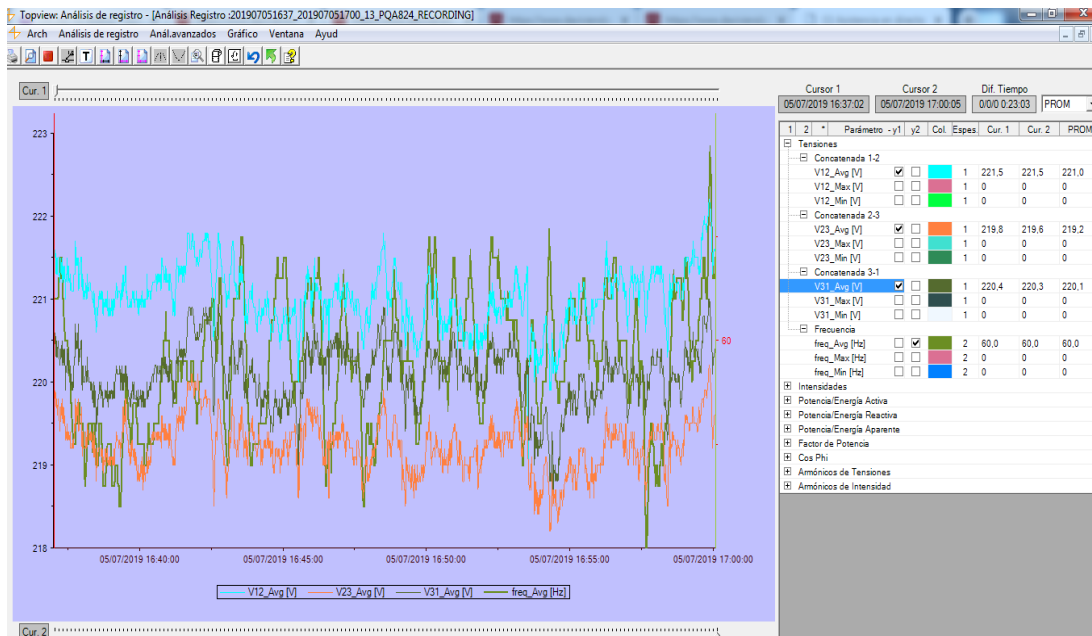


Ilustración 14 Voltajes analizador de entrada
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

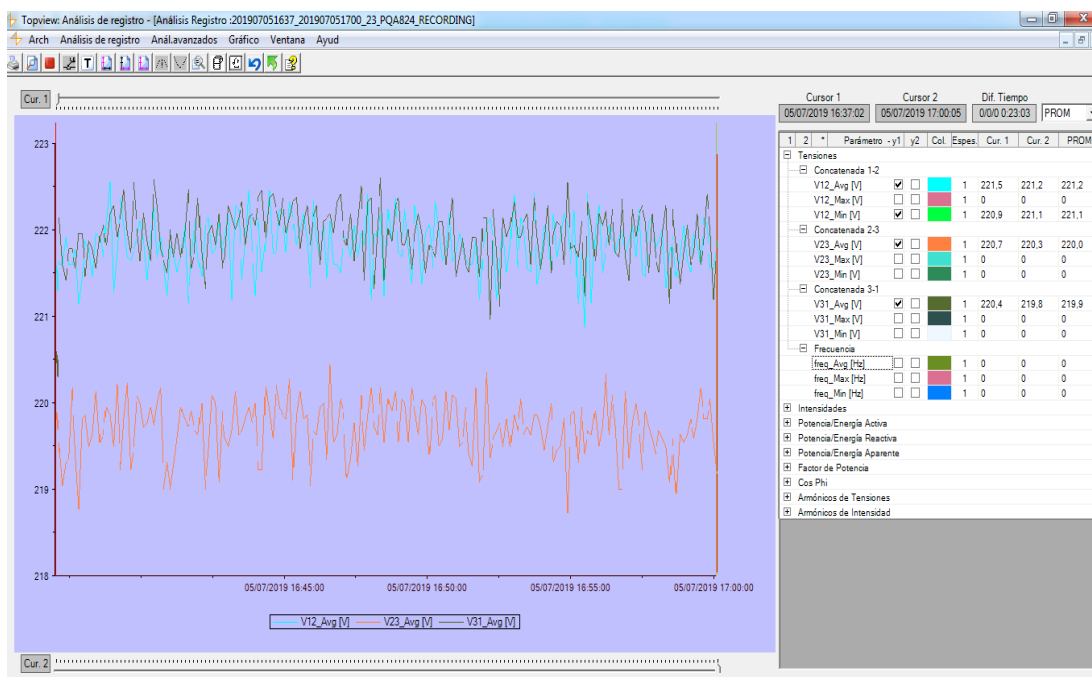


Ilustración 15 Voltajes analizador de salida
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

Corrientes de línea

Las corrientes de línea se pueden observar en las ilustraciones 16 y 17:

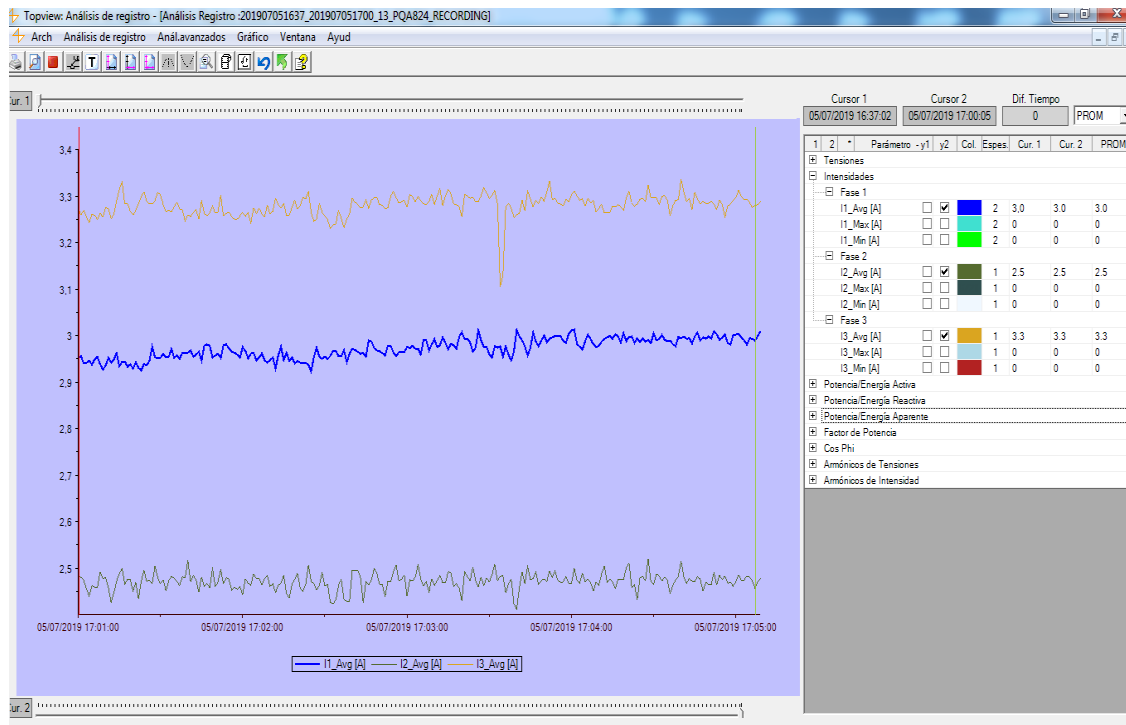


Ilustración 16 Corrientes de línea analizador de entrada
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW



Ilustración 17 Corrientes de línea analizador de salida
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

Componentes fundamentales de voltaje

Los valores armónicos fundamentales fase a fase adquirido por los equipos HT, se pueden ver en las ilustraciones 18 y 19:

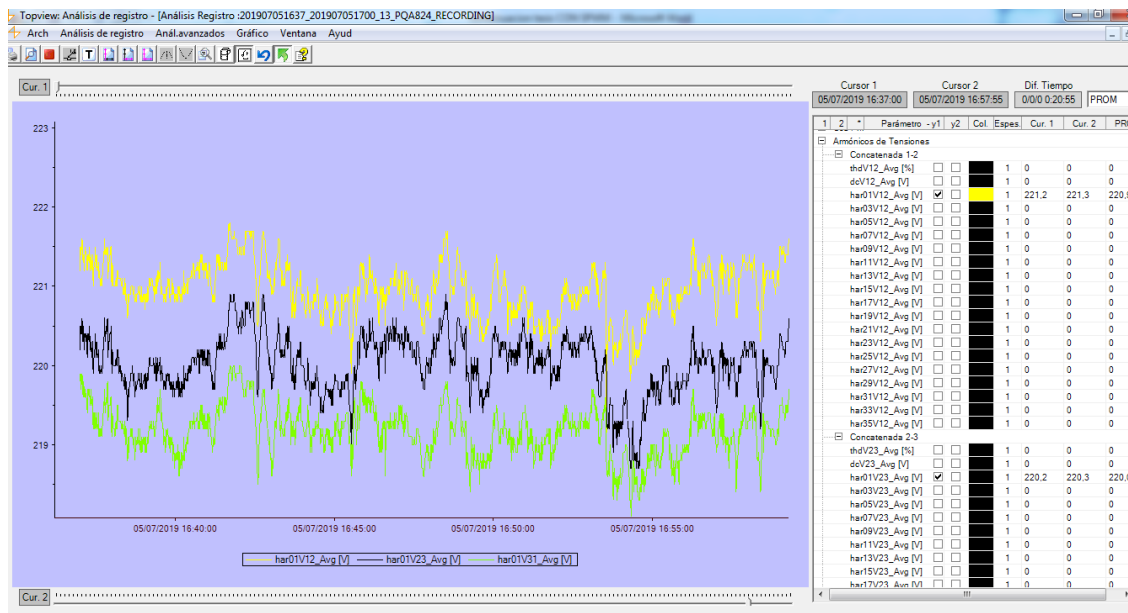


Ilustración 18 Voltajes fundamentales de entrada
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

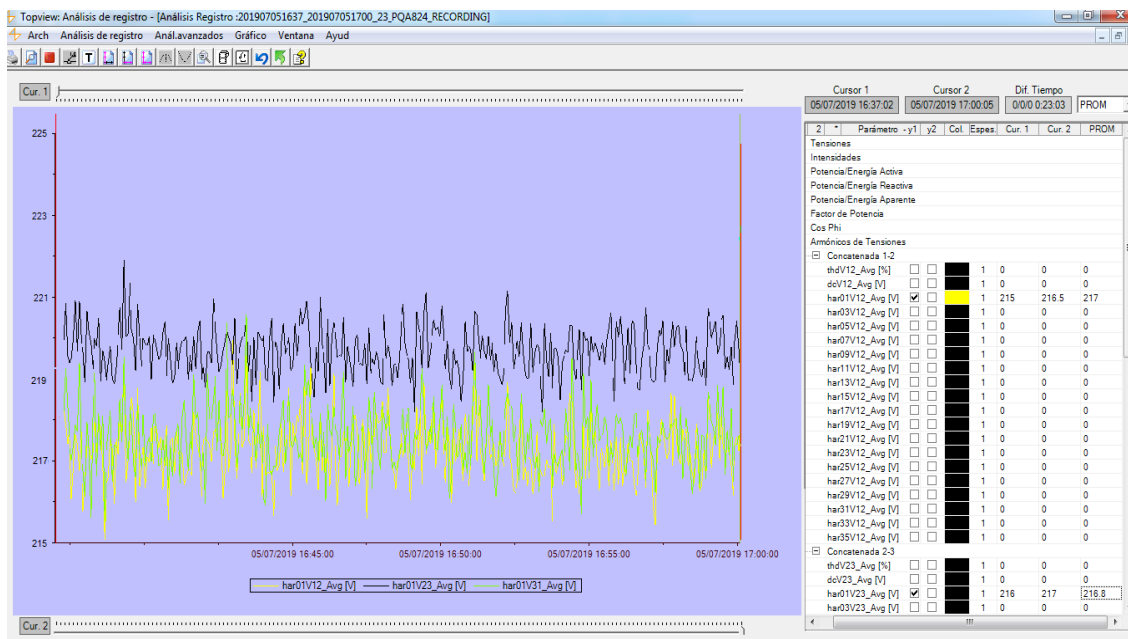


Ilustración 19 Voltajes fundamentales de salida
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

Componentes fundamentales de corriente

Estos valores los podemos observar en las ilustraciones 20 y 21:

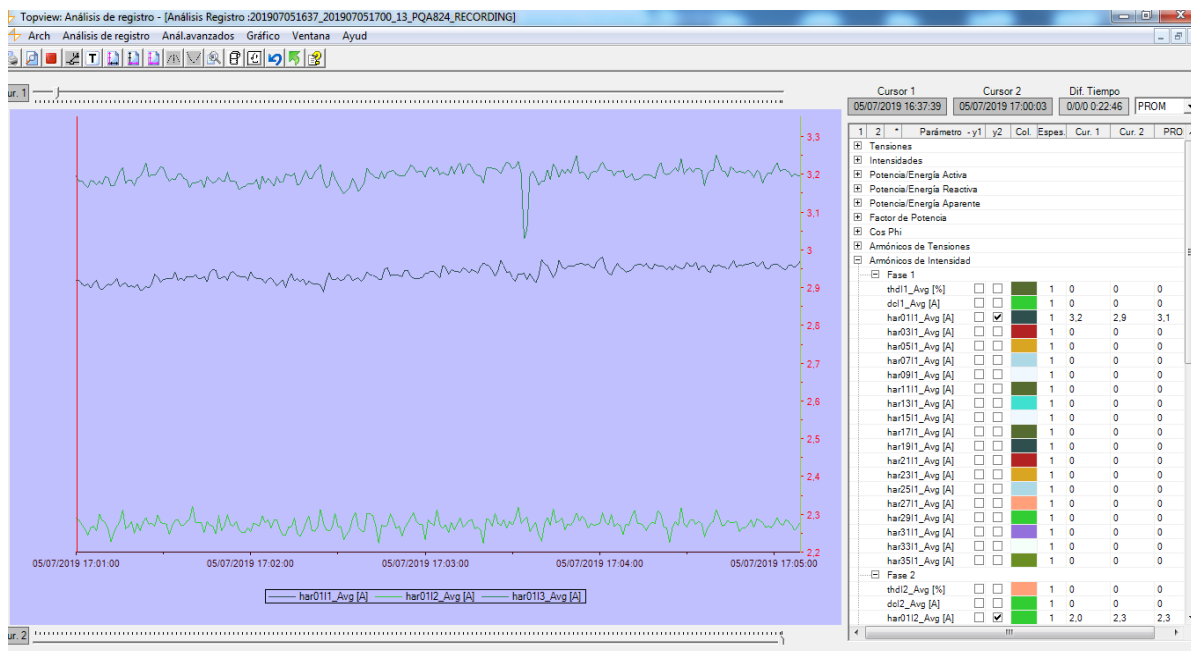


Ilustración 20 Componentes fundamentales de corriente en la entrada
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

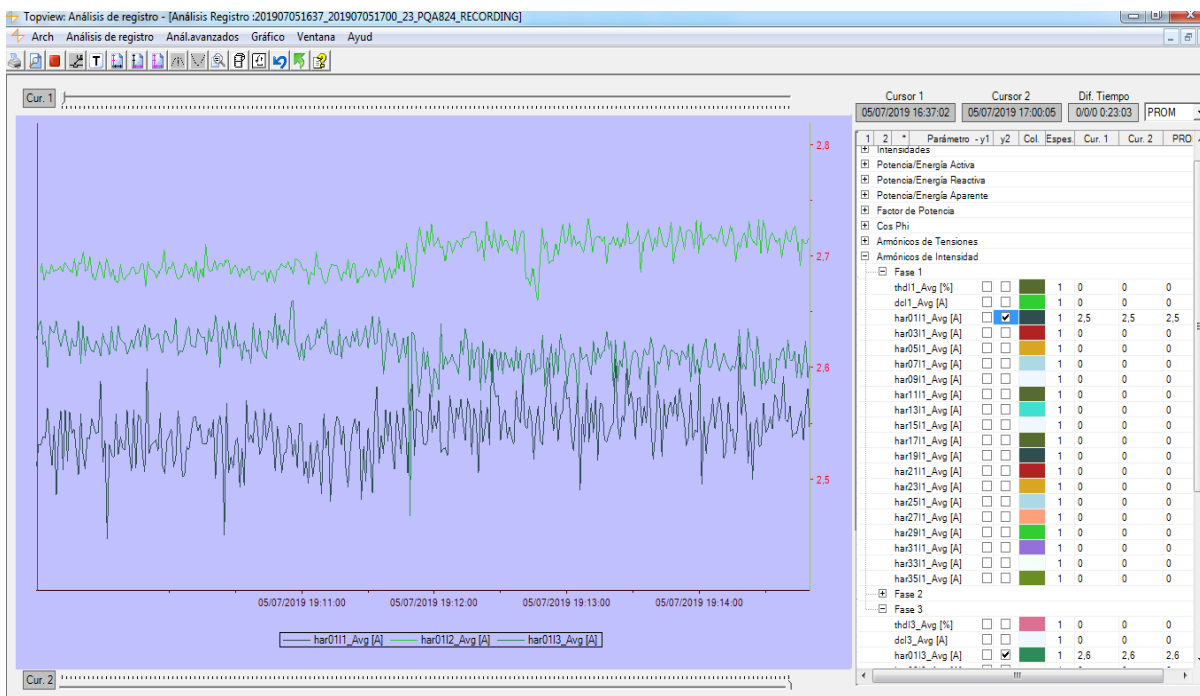


Ilustración 21 Componentes fundamentales de corriente en la salida
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

Potencia Activa

Las potencias activas que muestran los analizadores de redes y las podemos ver en las ilustraciones 22 y 23:



Ilustración 22 Potencia activa en la entrada
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

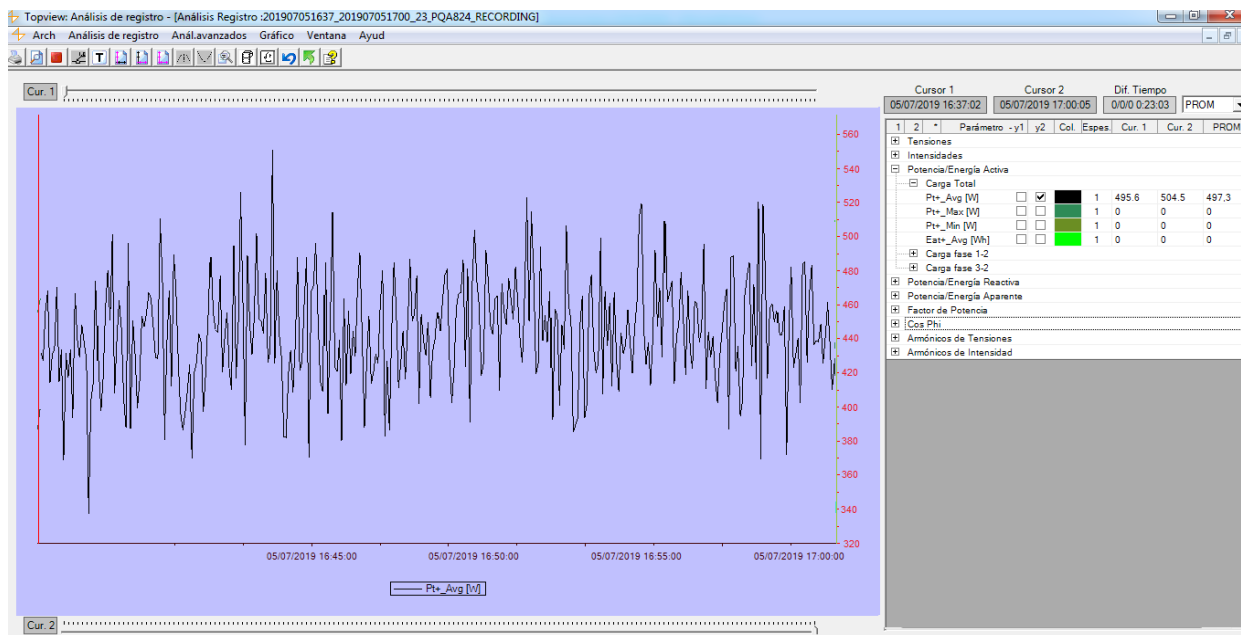


Ilustración 23 Potencia activa en la salida
Fuente: Tomado del programa TOPVIEW

Resultados Obtenidos

La tabla 4 muestra los datos tomados en los analizadores marca HT con número de serie PQA 824:

Tabla 4 *Datos de los analizadores marca HT con número de serie PQA 824*

Parámetros	Entrada	Salida
V_{ab}	221.9 V	221.2 V
V_{bc}	219.2 V	221.5 V
V_{ac}	220.1 V	220.0 V
I_a	3.0 A	2.8 A
I_b	2.5 A	2.3 A
I_c	3.3 A	2.8 A
V_{ab1}	220.9 V	217 V
V_{bc1}	220 V	216.8 V
V_{ac1}	218.5 V	215.3 V
I_{a1}	3.1 A	2.5 A
I_{b1}	2.3 A	2.6 A
I_{c1}	3.0 A	2.6 A
P_l	629.5 w	497.3 W

Fuente: Elaboración propia

Los resultados obtenidos al aplicar las ecuaciones de la norma IEEE 1459-2010 para el caso experimental los podemos observar en la tabla 5.

Tabla 5 Cálculos resultados experimentales

Parámetros	Ecuación	Entrada	Salida
V_e	$\sqrt{\frac{1}{9}[(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)]}$	127.2 V	127.5 V
V_{e1}	$\sqrt{\frac{1}{9}[(V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2)]}$	126.9 V	124.9 V
I_e	$\sqrt{\frac{1}{3}[(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2)]}$	2.95 A	2.64 A
I_{e1}	$\sqrt{\frac{1}{3}[(I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2)]}$	2.82 A	2.56 A
I_{eH}	$\sqrt{[(I_e^2 - I_{e1}^2)]}$	0.86 A	0.64 A
V_{eH}	$\sqrt{[(V_e^2 - V_{e1}^2)]}$	8.73 V	25.61 V
THD_{V_e}	$\frac{V_{eH}}{V_{e1}}$	6.8 %	20 %
THD_{I_e}	$\frac{I_{eH}}{I_{e1}}$	30 %	25%
S_e	$3V_e I_e$	1125.7 VA	1009.8 VA
S_{e1}	$3V_{e1} I_{e1}$	1072.5 VA	959.23 VA
S_{eN}	$\sqrt{[(S_e^2 - S_{e1}^2)]}$	341.97 VA	315.55 VA
D_{eI}	$D_{eI} = 3V_{e1} I_{eH}$	327.4 VAR	239.8 VAR
D_{eV}	$D_{eV} = 3V_{eH} I_{e1}$	73.85 VAR	196.68 VAR
S_{eH}	$3V_{eH} I_{eH}$	22.52 VA	49.17 VA

Fuente: Elaboración propia

Donde el valor de la eficiencia se calcula según la metodología propuesta con la ecuación (106), siendo igual a 44%.

Comparación metodología aplicada con la medición de potencia

Una metodología tradicional para medir la eficiencia incluye tanto la potencia reactiva como la activa para un óptimo funcionamiento del sistema de manera intrínseco. Lo que significa que debemos medir la potencia total tanto de entrada como de salida de la siguiente manera:

$$Eficiencia(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (107)$$

Teniendo en cuenta lo anterior y usando la simulación planteada en la figura 40, se aplica la metodología tradicional, para lo cual se utiliza el método de tres vatímetros para medir potencias trifásicas en sistemas trifilares sin acceso a la carga como se observa en la figura 41.

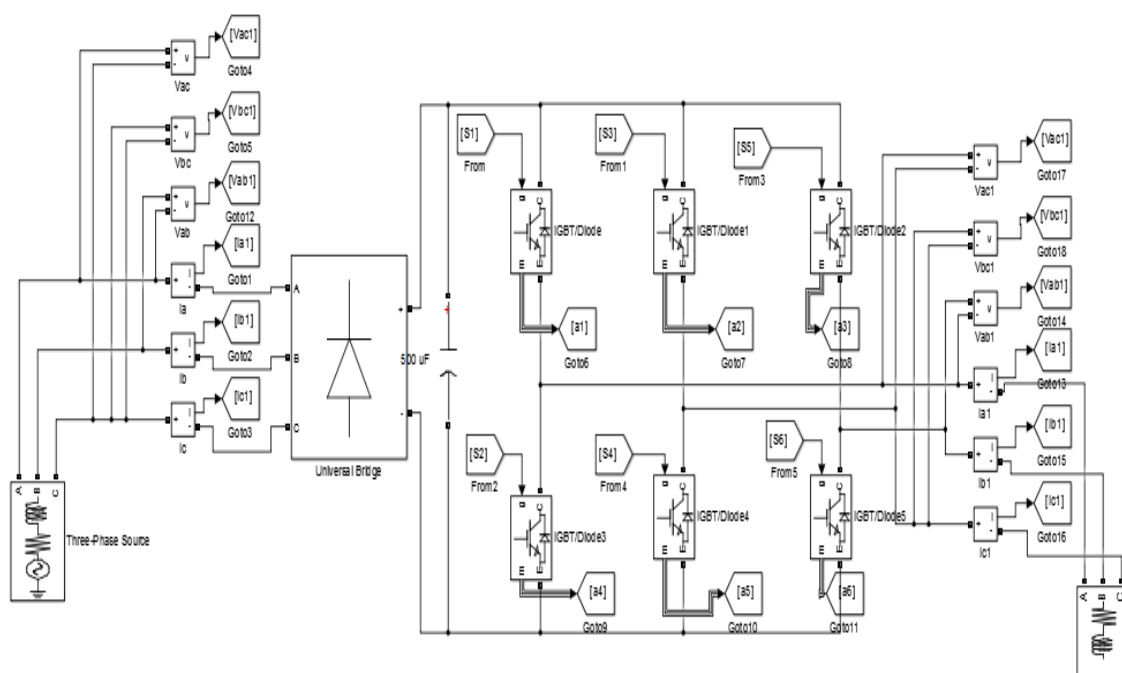


Figura 40 Circuito de medición de potencia
Fuente: Elaboración propia

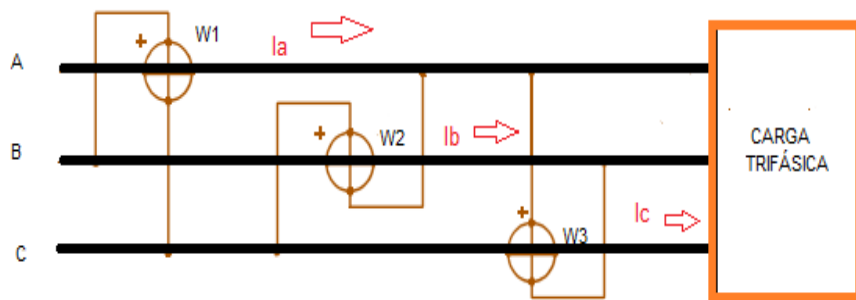


Figura 41 Método de medición de potencia
Fuente: Elaboración propia

Al aplicar el sistema de los tres vatímetros y sabiendo que la potencia aparente de cada fase (Barrero, J. y otros. 2009) es igual a:

$$S_A = I_{rms} \cdot V_{rms} \quad (108)$$

Se obtuvo una potencia de entrada y de salida del sistema como se puede ver en las figuras 42 y 43:

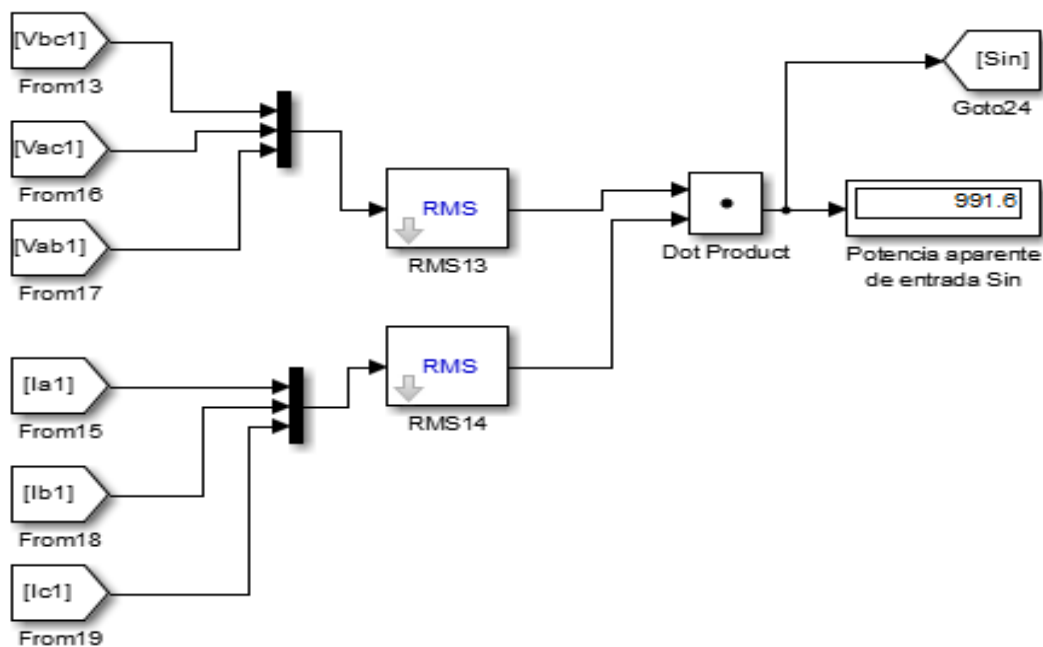


Figura 42 Potencia aparente de entrada
Fuente: Tomado de simulador Simulink

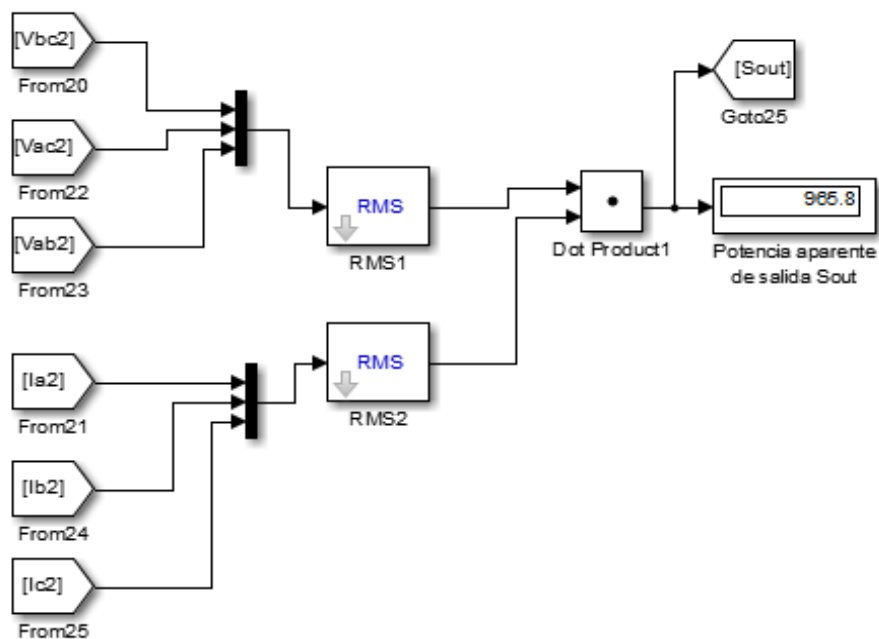


Figura 43 Potencia aparente de salida
Fuente: Tomado de simulador Simulink

Por lo anterior, el cálculo de la eficiencia se realiza con la ecuación 107 y se aprecia en la figura 44:

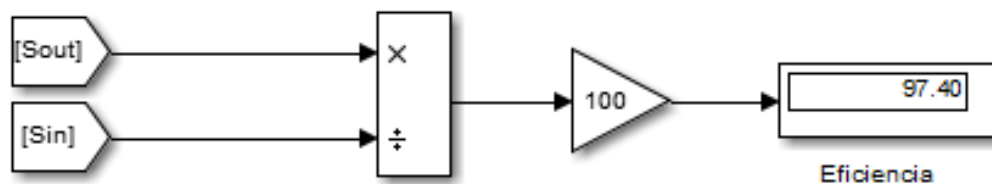


Figura 44 Eficiencia metodología tradicional
Fuente: Tomado de simulador Simulink

La comparación de los resultados de las metodologías se observa en la tabla 6:

Tabla 6 *Comparación de resultados*

Metodologías	Eficiencia	Figura
IEEE-1459 Simulada	67.57	No. 36
IEEE-1459 Experimental	44.00	N.A.
Tradicional	97.40	No. 44

Fuente: Elaboración propia

Conclusiones

La metodología para la estimación y análisis de eficiencia energética propuesta proporcionó resultados satisfactorios respecto a la metodología tradicional de tres vatímetros, por cuanto se demostró que con la aplicación de la norma IEEE1459-2010 el valor de la eficiencia es equivalente al 67.57% y el resultado con la metodología tradicional es de 97.40%.

Para dar cabida a la simulación se requirió de un diseño matemático previo del inversor PWM.

La medición de la eficiencia del convertidor trifásico se realizó con éxito y según los resultados de Simulink, el nivel de eficiencia considerando la norma IEEE 1459-2010, disminuye 29.83% con respecto al método tradicional.

Los resultados muestran que la eficiencia estimada usando el estándar IEEE 1459-2010 proporciona una eficiencia de menor valor; esto se debe a que el estándar incluye energía ineficiente asociada con la presencia de armónicos en las señales de corriente y voltaje, que son generadas por los convertidores estáticos en el proceso.

Calculando la eficiencia según el método implementado en las pruebas reales se obtuvo un valor del 44%, este valor es menor al resultado simulado, y es el esperado debido a las pérdidas en los diferentes dispositivos y a la calibración del instrumento.

En los convertidores estáticos PWM sobremodulados los voltajes de salidas se incrementan de una forma no lineal con respecto a la frecuencia, debido a que la señal de control es mayor que la señal moduladora. Si no se sobremodula, el voltaje de salida nunca llegaría a un valor aproximado de 220V.

La aplicación de los resultados en nuestra cotidianidad se puede medir en los campos económico, social y ambiental, en términos de sostenibilidad en favor de la humanidad y el planeta tierra.

La globalización ha convertido al hombre en un ser energívoro, condición que avanza de forma desmedida, requiriéndose una señal de PARE para acondicionar las ventajas de la eficiencia energética en su propio beneficio y como mecanismo de mitigación de la devastación de la naturaleza y los recursos naturales.

Lista de referencias

- 1459-2010 IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions.* (n.d.). Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org.bdatos.usantotomas.edu.co:2048/document/5439063/>
- Akagi, H. (1994). Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(3), 263–268. <https://doi.org/10.1109/63.311258>
- Alfonso-Gil, J. C., Orts-Grau, S., Muñoz-Galeano, N., Gimeno-Sales, F. J., & Seguí-Chilet, S. (2013). Measurement System for a Power Quality Improvement Structure Based on IEEE Std.1459. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(12), 3177–3188. <https://doi.org/10.1109/TIM.2013.2270901>
- Alfonso Gil, J. C. (2010). *Contribución a la mejora de los sistemas de medida basados en el IEEE Std 1459-2000.* Universidad Politécnica de Valencia. <https://doi.org/10.4995/Thesis/10251/8345>
- Barrero, J., Bautista A., Duarte C. y Ordoñez G. (2009) Medición de las magnitudes de potencia y energía eléctrica bajo las nuevas condiciones de los sistemas eléctricos. *Dialnet*. <https://dialnet.unirioja.es/descarga/articulo/6299759.pdf>
- Buchholz, F. (1922). Die drehstrom-scheinleistung bei ungleichmassiger belastung der drei zweigeo Title. *Licht Und Kraf*, 2, 9–11.
- Budeanu, C. I. (1927). *Reactive and fictitious powerso Title. Inst. Romain de l'Energie.* Bucharest,Rumania.
- Colombia Normatividad eficiencia energética y uso de energías alternativas | Alianza Internacional de Desarrollo Territorial. (n.d.). Retrieved February 9, 2018, from <https://aidterritorial.org/2014/06/01/colombia-normatividad-eficiencia-energetica-y-uso-de->

energias-alternativas/

- Czarnecki, L. S. (1987a). What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, *IM-36*(3), 834–837. <https://doi.org/10.1109/TIM.1987.6312797>
- Czarnecki, L. S. (1987b). What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, *IM-36*(3), 834–837. <https://doi.org/10.1109/TIM.1987.6312797>
- De Oro Arenas, L., e Melo, G. A., & Canesin, C. A. (2017). FPGA-based power meter implementation for three-phase three-wire and four-wire power systems, according to IEEE 1459-2010 standard. In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)* (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257373>
- Emanuel, A. E. (2004). Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *40*(3), 869–876. <https://doi.org/10.1109/TIA.2004.827452>
- Emanuel, A. E., & Milanez, D. L. (2006). Clarke’s Alpha, Beta, and Zero Components: A Possible Approach for the Conceptual Design of Instrumentation Compatible With IEEE Std. 1459–2000. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, *55*(6), 2088–2095. <https://doi.org/10.1109/TIM.2006.884125>
- Fang Zheng Peng, & Jih-Sheng Lai. (1996). Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, *45*(1), 293–297. <https://doi.org/10.1109/19.481350>
- Filipski, P. (1980). A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in

- Nonsinusoidal Systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 29(4), 423–426. <https://doi.org/10.1109/TIM.1980.4314972>
- Fortescue, C. L. (1918). METHOD OF SYMMETRICAL CO-ORDINATES APPLIED TO THE SOLUTION OF POLYPHASE NETWORKS. *J.* Retrieved from <http://www.energyscienceforum.com/files/fortescue/methodofsymmetrical.pdf>
- Fryze, S. (1931). Active, reactive and apparent power in non-sinusoidal systems (7th ed., pp. 193–2013). Polonia: Przegląd Elektrot.
- Gunther, E. W., & McGranaghan, M. F. (n.d.). Power measurements in distorted and unbalanced conditions-an overview of IEEE Trial-Use Standard 1459-2000. In *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, (Vol. 2, pp. 930–934). IEEE. <https://doi.org/10.1109/PESS.2002.1043502>
- H. Akagi, Y. Kanazawa, A. N. (1983). Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits. *Proceedings International Power Engineering Conference*, 1375–1386.
- Histórico de Noticias. (n.d.). Retrieved February 9, 2018, from <https://www.minminas.gov.co/historico-de-noticias?idNoticia=1165542>
- Islam, M., Mohammadpour, H. A., Ghaderi, A., Brice, C. W., & Shin, Y.-J. (2015). Time-Frequency-Based Instantaneous Power Components for Transient Disturbances According to IEEE Standard 1459. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 30(3), 1288–1297. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2361203>
- Kusters, N. L., & Moore, W. J. M. (1980). On the Definition of Reactive Power Under Non-Sinusoidal Conditions. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-99(5), 1845–1854. <https://doi.org/10.1109/TPAS.1980.319833>

- Marian. (2007). Theory (Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning; Akagi, H. et al; 2007) [Book Review. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 1(3), 46–46. <https://doi.org/10.1109/MIE.2007.904673>
- Mohan N., Tore M., William P. (2009) *Electrónica de potencias*. Mc Graw Hills. (3ª ed.)
- Page, C. H. (1980). Reactive Power in Nonsinusoidal Situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 29(4), 420–423. <https://doi.org/10.1109/TIM.1980.4314971>
- Pinzon, A. M. O., Guimaraes, J. M. C., da Silveira, P. M., & Ribeiro, P. F. (2016). Power measurements under IEEE 1459-2010 standard on a microgrid with renewable sources. In *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)* (pp. 968–973). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICHQP.2016.7783361>
- Ureña, M. (2017). Diseño de un variador de velocidad de CA [Tesis de maestría, Universidad de Valladolid]. <https://uvadoc.uva.es/handle/10324/24292>
- Willems, J. L. (1992). A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 41(4), 523–527. <https://doi.org/10.1109/19.155919>
- Yildirim, D., & Fuchs, E. F. (1999). Commentary on various formulations of distortion power D. *IEEE Power Engineering Review*, 19(5), 50–52. <https://doi.org/10.1109/39.761816>