

Error de desempeño en métodos para el ajuste de modelos en el dominio de la frecuencia
utilizando un modelo en el dominio del tiempo para un inversor fotovoltaico.

Miguel José Pallares Ropero y Romario Maldonado Gualdrón

Trabajo de Grado para Optar por el Título de Ingenieros Electricistas

Director

César Antonio Duarte Gualdrón

PhD. Electrical and Computer Engineering

Codirectores

Gabriel Alexis Malagón Carvajal

Doctor en Ingeniería Área Ingeniería Eléctrica

María Alejandra Mantilla Villalobos

Doctora en Ingeniería

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Ingeniería Eléctrica

Bucaramanga

2022

Dedicatoria

Primero a Dios y mi Virgencita del Carmen, por iluminar y bendecir cada día de mi vida permitiéndome llegar hasta este momento; a mi madre, mis tías y abuela, por brindarme su incomparable amor, por su ejemplo y orientación, por ser la motivación de mi vida; a mi padre, mis hermanos y mi abuelo, por sus consejos en cada etapa, su apoyo incondicional y su valiosa amistad, que hicieron de mis días más agradables.

Miguel José Pallares Roper

Dedico con todo mi corazón este trabajo de grado a mis padres y a mis hermanos que me han acompañado y dado su apoyo en cada etapa de mi vida, siempre han sido mi motivación y me han llenado de amor durante todo este proceso.

Romario Maldonado Gualdrón

CONTENIDO

	Pág.
Introducción	10
1. Generalidades del proyecto	12
1.1 Objetivo general	12
1.2 Objetivos específicos	13
1.3 Alcances	15
2. Marco teórico	16
2.1 Inversor	16
2.1.1 Inversor en puente completo	17
2.1.2 Modulación por ancho de pulso PWM	18
2.1.3 Filtro LCL	21
2.1.4 Control proporcional integral (PI)	22
2.1.5 Estrategia de sincronización	23

ERROR DE DESEMPEÑO EN MÉTODOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA	4
2.2 Norma EN 50160	24
2.3 Barrido en frecuencia o experimento de un armónico a la vez	25
2.4. Método basado en álgebra matricial	28
2.4.1. Modelo equivalente de Norton.	30
2.4.2. Modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas.	30
2.4.3. Método basado en álgebra matricial para el modelo equivalente de Norton (Método AM-MEN)	31
2.4.3.1. Método AM-MENCD con corriente de corte desconocida	31
2.4.4. Método basado en álgebra matricial para el modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas (Método AM-M2A3)	32
2.4.4.1. Método AM-M2A3CD con corriente de corte desconocida	32
2.5 Error medio cuadrático y teorema de Parseval	33
3. Procedimiento para ajustar y evaluar modelos en el dominio de la frecuencia.	35
3.1. Recolección de datos del experimento.	35

ERROR DE DESEMPEÑO EN MÉTODOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA	5
3.2 Estimación de la corriente con el Modelo de matrices armónicamente acopladas	37
3.3 Estimación de la corriente con el modelo equivalente de Norton	37
3.4. Cálculo del error medio cuadrático en magnitud, ángulo y total.	38
4. Resultados	39
4.1. Evaluación del error de ajuste	39
4.2. Evaluación del error de desempeño.	43
4.3. Observaciones generales	47
5. Conclusiones	48
Referencias bibliográficas	49
Apéndices	51

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1 Regla de sintonía de Ziegler-Nichols (segundo método).	22
Tabla 2 Valores de tensión de armónicos individuales expresados en porcentajes de la tensión fundamental.	25
Tabla 3 Resultados para la evaluación del error de ajuste en los dos escenarios	42
Tabla 4 Resultados para la evaluación del error de desempeño en los dos escenarios	46

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1 Esquema de inversor en puente completo.	17
Figura 2 Forma de onda de un PWM unipolar	19
Figura 3 Esquema general de filtro LCL.	21
Figura 4 Esquema general de un PLL básico.	24
Figura 5 Circuito equivalente para Full-model	29
Figura 6 Error de ajuste para el modelo de Matriz de Admitancias Armónicamente Acopladas.	40
Figura 7 Error de ajuste para el modelo de Equivalente Norton.	41
Figura 8 Error de desempeño para el modelo de Matriz de Admitancias Armónicamente Acopladas	44
Figura 9 Error de desempeño para el modelo de Equivalente Norton.	45

Resumen

Título: Error de desempeño en métodos para el ajuste de modelos en el dominio de la frecuencia utilizando un modelo en el dominio del tiempo para un inversor fotovoltaico*

Autores: Romario Maldonado Gualdrón, Miguel José Pallares Roperó**

Palabras clave: Álgebra matricial, Distorsión armónica, Banco de pruebas, Modelo, Frecuencia, Inversores.

Descripción: Con el presente trabajo de grado se desea estudiar y analizar el error de desempeño de los métodos para el ajuste de modelos en el dominio de la frecuencia, para esto se plantea comparar el método propuesto en el artículo Characterization of Small Photovoltaic Inverters for Harmonic Modeling escrito por Sascha Müller, Jan Meyer and Peter Schegner y el método basado álgebra matricial presentado en la publicación Measurement-based approach for constructing harmonic models of electronic home appliances de A.B. Nassif J. Yong W. Xu, para ambos casos se plantea utilizar un modelo circuital estándar en el dominio del tiempo para un inversor fotovoltaico. Este modelo proporciona las señales sintéticas (medidas) necesarias para el ajuste de modelos en el dominio de la frecuencia en ausencia de los medios para la toma de medidas por cuenta de la pandemia.

Se espera que los resultados de este trabajo de grado orienten la selección de un método de ajuste adecuado para los modelos en el dominio de la frecuencia, y de esta forma, mejorar los tiempos de cómputo para un modelo de un inversor fotovoltaico.

*Trabajo de Grado

**Facultad de Físico Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: César Antonio Duarte Gualdrón. PhD. Electrical and Computer Engineering. Codirectores: Gabriel Alexis Malagón Carvajal. Doctor en Ingeniería Área Ingeniería Eléctrica. María Alejandra Mantilla Villalobos. Doctora en Ingeniería.

Abstract

Title: Performance error in methods for fitting models in the frequency domain using a time domain model for a photovoltaic inverter*

Authors: Romario Maldonado Gualdrón, Miguel José Pallares Roperó**

Key Words: Matrix algebra, Harmonic distortion, Test stand, Model, Frequency, Inverters.

Description:

With this degree work we want to study and analyze the performance error of the methods for the adjustment of models in the frequency domain, for this purpose we propose to compare the method proposed in the article Characterization of Small Photovoltaic Inverters for Harmonic Modeling written by Sascha Müller, Jan Meyer and Peter Schegner and the method based on matrix algebra presented in the publication Measurement-based approach for constructing harmonic models of electronic home appliances by A. B. Nassif J. Yong W. Xu, for both cases it is proposed to use a standard time-domain circuit model for a photovoltaic inverter. This model provides the synthetic signals (measurements) necessary for model fitting in the frequency domain in the absence of the means for taking measurements due to the current pandemic. It is expected that the results of this degree work will guide towards the selection of a suitable fitting method for frequency domain models, and thus, improve the computational times for a PV inverter model.

*Degree work

**Faculty of Mechanical Physics. School of Electrical Engineering, Electronics and Telecommunications. Director: César Antonio Duarte Gualdrón. PhD. Electrical and Computer Engineering. Co-directors: Gabriel Alexis Malagón Carvajal. PhD in Engineering Electrical Engineering Area. Maria Alejandra Mantilla Villalobos. PhD in Engineering.

Introducción

La generación fotovoltaica como fuente alternativa ha tenido un incremento significativo desde las últimas dos décadas, siendo escogida sobre otras por sus beneficios ambientales, así como también por ser una fuente inagotable y que se pueden renovar, es más económica que las energías convencionales y es una fuente de empleo local. Los sistemas fotovoltaicos han sido implementados en países europeos y se espera el uso masificado en Latinoamérica. Al ser una tecnología emergente y relativamente nueva, no se tiene un conocimiento pleno si pueden afectar de manera positiva o negativa la experiencia del usuario dando cabida a que se sigan realizando estudios sobre este tema.

En el artículo “Measurement-based approach for constructing harmonic models of electronic home appliances” (Nassif, Yong, and Xu 2010) se realizan pruebas con electrodomésticos basados en electrónica de potencia, en donde realizando medidas proponen un modelo en el dominio de la frecuencia.

Partiendo de que un sistema fotovoltaico está basado en electrónica de potencia tendrá un comportamiento no lineal, por ende, es importante conocer cómo este aparato modifica la onda de corriente para una carga. Debido a que no se pudo acceder a inversores reales, las pruebas se realizan usando un modelo en el dominio en el tiempo, como el propuesto en la tesis “Controladores de corriente para un inversor monofásico conectado a la red con filtro LCL” de los estudiantes José Barone y Cristián Rodríguez (C. F. Rodriguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos 2020) desarrollado en el software MATLAB – SIMULINK.

Este trabajo de grado propone modelar en el dominio de la frecuencia el inversor fotovoltaico estudiado en (C. F. Rodríguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos 2020), utilizando un método matricial; a través del uso de los modelos: matriz de admitancias armónicamente acopladas (Full-Model) y Equivalente de Norton presentados por Nassif-Yong-Xu_(Nassif, Yong, and Xu 2010).

1. Generalidades del proyecto

1.1 Objetivo general

Evaluar el error de desempeño de dos métodos para el ajuste de modelos en el dominio de la frecuencia a partir de un modelo en el dominio del tiempo de un inversor fotovoltaico.

El objetivo general de este proyecto busca estimar el desempeño de un método matricial utilizando dos modelos en el dominio de la frecuencia, los cuales son presentados en (Nassif, Yong, and Xu 2010) . Para ello se propone el uso de un modelo en el dominio del tiempo de un inversor fotovoltaico como el desarrollado en (C. F. Rodríguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos 2020) en el software MATLAB-SIMULINK® para el cual se usa una metodología conocida como experimento de un armónico a la vez, donde se establecen variaciones sistemáticas en la tensión de la red y así obtener las señales de tensión y corriente para las diferentes condiciones de operación de la red y con estas ajustar un modelo en el dominio de la frecuencia.

1.2 Objetivos específicos

El cumplimiento del objetivo general del trabajo de grado comprende:

- Obtener un modelo en el dominio del tiempo de un inversor fotovoltaico para la generación de las medidas de corriente de carga que pueda sustituir las medidas tomadas en el laboratorio.

En principio, este proyecto se quería desarrollar con medidas reales tomadas de un módulo caracterizado en los laboratorios de la Universidad u otro al que tuviésemos acceso, como consecuencia del aislamiento producto de la pandemia el desarrollo de esta tesis se trasladó de muestras reales a pruebas en simuladores. En la tesis titulada “Controladores de corriente para un inversor monofásico conectado a la red con filtro LCL” de los estudiantes José Barone y Cristián Rodríguez, desarrollan el modelo de un inversor fotovoltaico monofásico en puente completo con diferentes escenarios de control y filtrado LCL, programado en el paquete MATLAB-SIMULINK® para trabajar en el dominio del tiempo, parte del objetivo de dicho modelo es “proporcionar una herramienta de selección para trabajos futuros que tengan como objetivo inyectar potencia a la red eléctrica a través de un control de corriente” (C. F. Rodríguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos 2020). Para el desarrollo de este trabajo se utiliza el control PI ya que según los resultados del trabajo de grado mencionado se destaca por tener el menor error RMS, distorsión armónica total pequeña y un factor de potencia deseado.

- Definir una metodología para el desarrollo de los experimentos, tratamiento de la información (medidas-simulaciones) métodos de ajuste de modelos en el dominio de la frecuencia a partir de la variación sistemática de la tensión de alimentación.

En este objetivo se desea alcanzar las señales obtenidas del experimento de un armónico a la vez en el modelo del inversor seleccionado en el objetivo anterior, seguidamente se utilizarán estos resultados para ajustar los modelos en el dominio de la frecuencia seleccionados del método de ajuste y así adquirir los parámetros que conforman el modelo con los que se calculará el error de desempeño para cada uno.

- Calcular el error de desempeño de los modelos obtenidos en el dominio de la frecuencia comparado con el modelo en el dominio del tiempo.

Para el escenario propuesto se calcula el error de ajuste y el error de desempeño, para la magnitud y ángulo de fase en los parámetros obtenidos por cada uno de los modelos en el dominio de la frecuencia, estos resultados son comparados con los valores calculados del modelo en el dominio en el tiempo.

1.3 Alcances

Este trabajo de grado se enfoca en métodos basados en álgebra matricial para estimar modelos de un inversor fotovoltaico modelado en el dominio del tiempo, los cuales describen las variables de corriente y tensión del inversor ante diferentes variaciones en la tensión de red. Se utiliza para el modelado en el dominio del tiempo el software MATLAB-SIMULINK® dada las restricciones al acceso a los laboratorios de la universidad consecuentes de la pandemia. Con la misma herramienta se programa el tratamiento de los datos en donde inicialmente se cambia del dominio del tiempo al de la frecuencia para implementar los métodos matriciales propuestos y ajustar los modelos.

Con los dos modelos definidos se plantea comparar los espectros de las señales de corriente resultantes con las señales de referencia obtenidas del modelo en el dominio del tiempo, buscando el error de ajuste y desempeño para cada uno, para este trabajo de grado, el escenario de ajuste hace referencia a la evaluación de las señales obtenidas luego de realizar el experimento de un armónico a la vez o barrido en frecuencia y el escenario de desempeño cuando los datos de entrada son 12000 señales creadas de manera aleatoria.

2. Marco teórico

2.1 Inversor

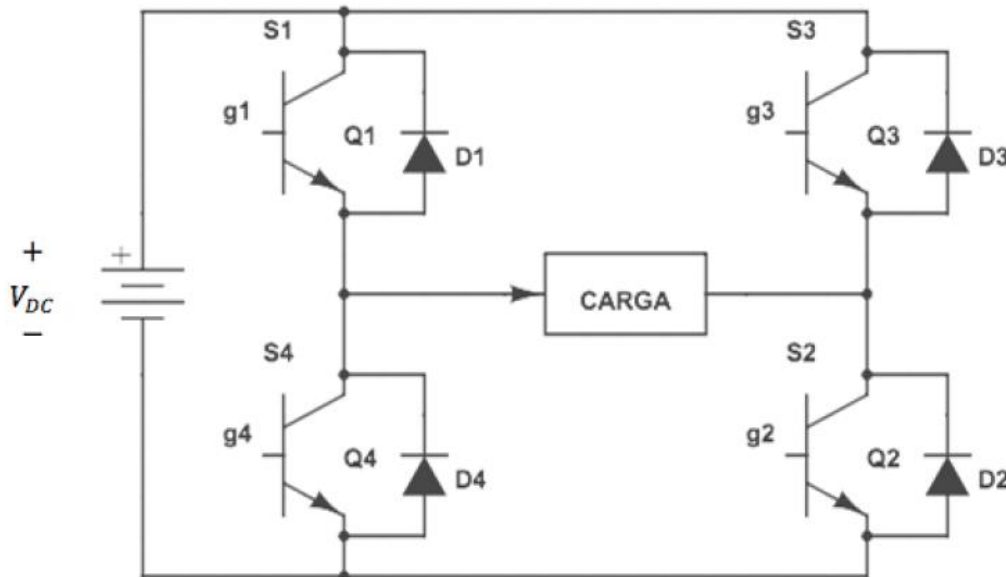
Es un dispositivo que obtiene una tensión e intensidad alterna (flujo de potencia positiva y negativa) a partir de una fuente de intensidad continua, también conocido como convertidor DC/AC, utilizando en gran medida los elementos de la electrónica de potencia (S. Martinez Garcia 2006). En las principales aplicaciones de los inversores en la industria podemos encontrar variadores de frecuencia para motores, equipos de calentamiento por inducción, fuentes de alimentación de reserva, fuentes de alimentación ininterrumpidas, sistemas de interconexión de paneles a la red, sistemas eólicos y microrredes, entre otros. En la construcción circuital podemos encontrarlos con topologías de push-pull, medio puente y puente completo, además de diferentes tipos de activación y desactivación (conmutación) controlada, tales como BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO (M. H. Rashid 2004). Para la practicidad de este proyecto se hará énfasis en la configuración desarrollada en el modelo del inversor utilizando la topología en puente completo con activación de IGBT.

2.1.1 Inversor en puente completo

Esta configuración, también llamada tipo H, Figura 1, está construida con 4 IGBT logrando ventajas sobre otro tipo de configuraciones como; a un voltaje de entrada logre el doble a la salida que la configuración medio puente, siendo útil para potencias altas (C. F. Rodriguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos 2020).

Figura 1

Esquema de inversor en puente completo.



Nota. Esta gráfica representa el esquema del inversor de puente completo que fue utilizado en el modelo desarrollado en SIMULINK.

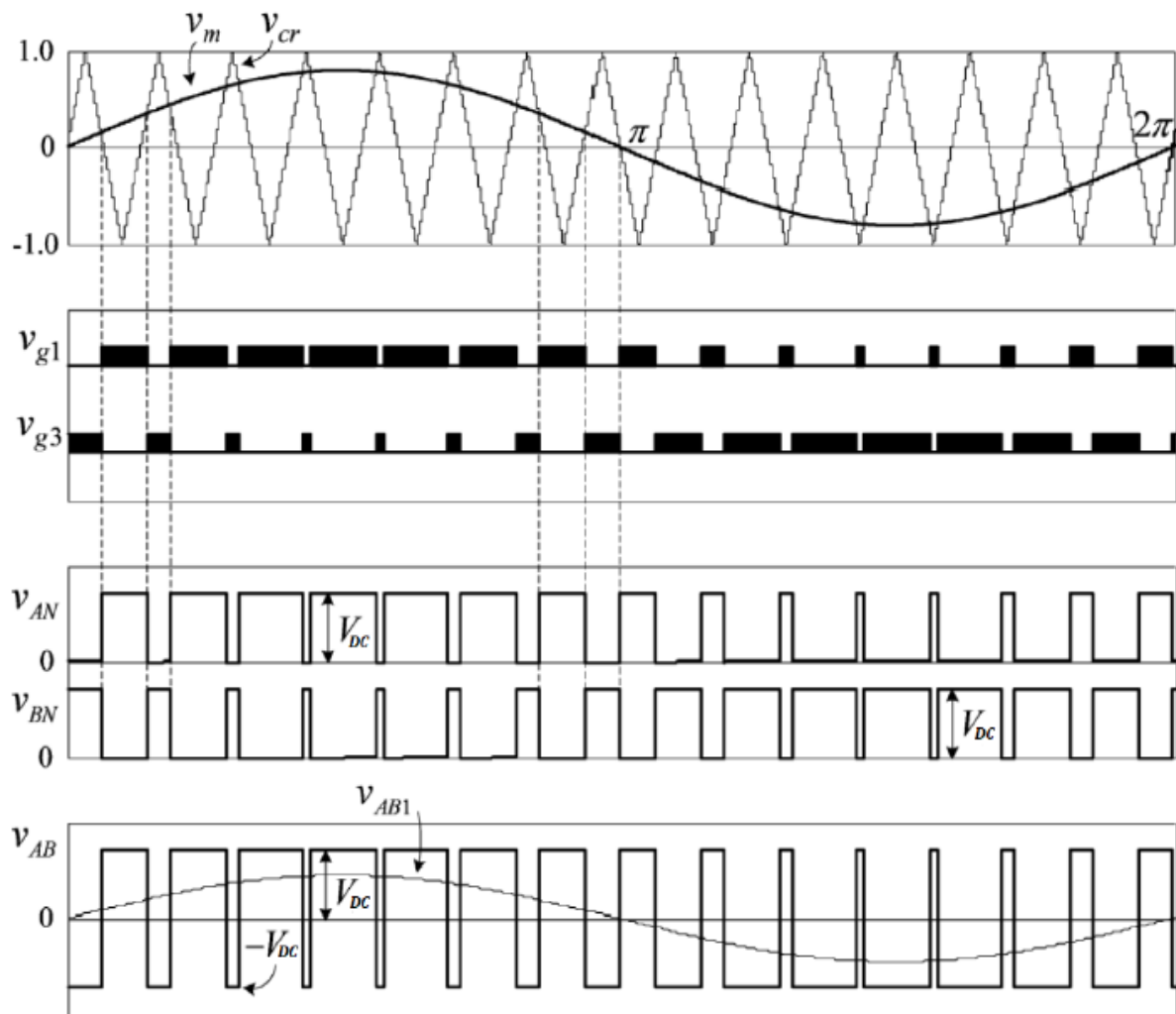
2.1.2 Modulación por ancho de pulso PWM

Es la encargada de generar los pulsos de conmutación de los IGBT del inversor, la cual surge de comparar una señal portadora triangular y una señal sinusoidal de referencia. Para este proyecto se usa la modulación PWM con conmutación por voltaje unipolar, donde esta modulación requiere de dos señales sinusoidales desfasadas 180° o π [rad] entre sí, con este método el voltaje de salida cambia entre los niveles de voltaje cero y $+V_d$ o entre cero y $-V_d$ (N. Mohan, T. M. Undeland 1995). Se observa en la

Figura 2 el funcionamiento de este método (Anuja Namboodiri 2014).

Figura 2

Forma de onda de un PWM unipolar

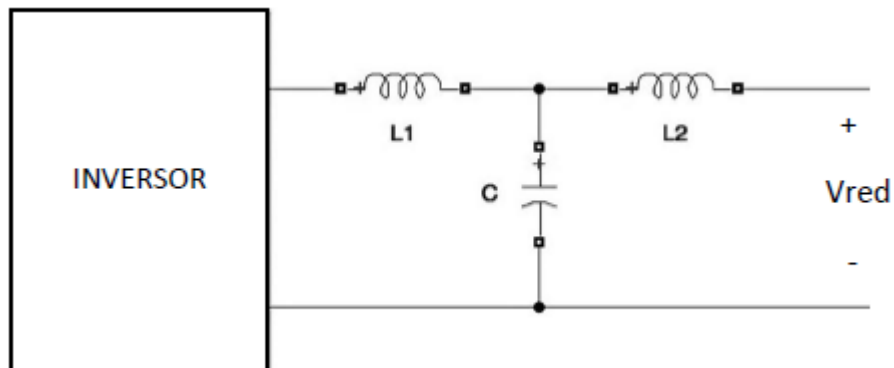


2.1.3 Filtro LCL

El objetivo del filtro es disminuir las señales de ruido y distorsión armónica debida principalmente a la conmutación de los IGBT y entregar una señal salida con especificaciones deseadas. Existen diferentes topologías de filtros, escogiendo el filtro LCL puesto que proporciona una mejor atenuación del rizo incluso con valores de inductancia pequeños (C. F. Rodriguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos 2020). El filtro usado se muestra en la Figura 3.

Figura 3

Esquema general de filtro LCL.



Nota. Representación circuital del filtro utilizado en el modelo del inversor desarrollado en SIMULINK.

2.1.4 Control proporcional integral (PI)

Un controlador PI, proporcional integral, tiene como característica ganancia infinita a una frecuencia cero, mejorando las características en estado estacionario (Katsuhiko Ogata 2010). En la Ecuación 1 podemos ver la ecuación del control PI, para una respuesta transitoria se eligen valores K_p y T_i , a partir de la Tabla 1 del método 2 de la Regla de sintonía de Ziegler-Nichols (C. F. Rodriguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos 2020).

Ecuación 1

$$G_1(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Tabla 1

Regla de sintonía de Ziegler-Nichols (segundo método).

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{CT}$	∞	0
PI	$0,45K_{CT}$	$(1/1,2)P_{CT}$	0
PID	$0,6K_{CT}$	$0,5P_{CT}$	$0,125P_{CT}$

2.1.5 Estrategia de sincronización

Para lograr una sincronización de la potencia de salida (activa y reactiva) del inversor con la red se utiliza un lazo de seguimiento de fase o PLL (Phase Lock Loop) el cual logra generar una señal que esté en fase con la red. La idea principal del seguimiento de lazo es la de estimar la diferencia entre el ángulo de fase de la señal de entrada y la salida generada de modo tal que esta diferencia sea igual a cero en estado estable (Hugo et al. 2014). En la Figura 4 se encuentra el esquema básico de un PLL donde:

V_0 – Entrada del sistema.

V_i – Salida del sistema.

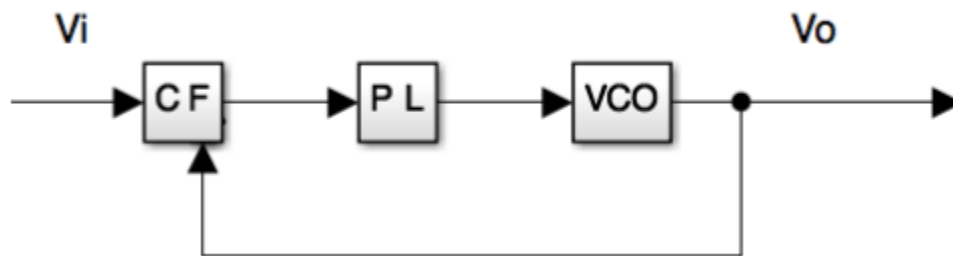
CF – Comprobador de fase.

PL – Filtro pasa-bajas.

VCO – Oscilador Controlado por tensión.

Figura 4

Esquema general de un PLL básico.



2.2 Norma EN 50160

La norma EN 50160 describe las características de la tensión que debe tener la red general de suministro en el punto de conexión para usuarios de baja, media y alta tensión en condiciones de normalidad, contemplando diferentes aspectos;

- La frecuencia
- La amplitud
- La forma de onda
- Simetría de las tensiones de línea

Para los armónicos de tensión, la distorsión armónica total (THD) no debe superar el 3% para todo el tiempo y se establecen los límites individuales para cada uno de los armónicos como se aprecia en la Tabla 2 (En and Une-en 2015).

Tabla 2

Valores de tensión de armónicos individuales expresados en porcentajes de la tensión fundamental.

Armónicos Impares				Armónicos pares	
No múltiplos de 3		Múltiplos de 3			
Armónico de orden h	Uh [%]	armónico de orden h	Uh [%]	Armónico de orden h	Uh [%]
5	3,0	3	3,0	2	1,5
7, 11	2,5	9	1,5	4	1,0
13, 17	2,0	15, 21	0,5	6	0,5
19, 23	1,5	> 21	0,3	> 6	0,3
25	1,0				
> 25	0,5				

Nota. Información tomada de la norma EN 50160 (En and Une-en 2015).

En la siguiente sección se realiza el método barrido en frecuencia siguiendo los criterios establecidos en la presente norma para los límites de distorsión individual y total.

2.3 Barrido en frecuencia o experimento de un armónico a la vez

El experimento de un armónico a la vez se basa en la caracterización de la carga por medio del análisis de las componentes armónicas de sus señales de corriente de respuesta y tensión de alimentación. Para ello debe realizarse la medición de estas señales, el desarrollo de este trabajo de grado se llevará a cabo mediante una simulación, por medio de un modelo en el dominio del tiempo que representa la carga, en este caso un inversor fotovoltaico.

Con el fin de resolver el problema de la definición de la zona de operación para la tensión de alimentación buscando obtener mejores resultados durante la estimación de corrientes y la

disminución de tiempo y trabajo durante la realización del experimento, se le da un enfoque determinista, el cual define la zona de operación mediante límites normativos, en este caso la **Norma EN 50160**.

La técnica consiste en fijar un punto de operación para la tensión de alimentación, realizar variaciones en la magnitud y ángulo de fase de cada uno de los armónicos de tensión alrededor del punto de operación seleccionado e ir almacenando los datos obtenidos para las señales de tensión de alimentación y corriente de respuesta.

Luego de obtener los valores para las variaciones en la tensión sobre cada orden armónico, se procede a superponer de manera individual cada variación a la componente fundamental o el punto de operación seleccionado de la tensión. Este proceso propuesto en (Fauri M. 1997) es conocido el experimento de un armónico a la vez y es utilizado para la caracterización de cargas no lineales.

Para la realización del barrido en frecuencia de la carga en este trabajo de grado, se propuso la siguiente metodología:

1. Se fijará la tensión fundamental no distorsionada con regulación 0% y ángulo de fase 0°. Después, se definirán los pasos de regulación para la tensión, en este caso se utiliza se utilizan veinte pasos de regulación de tensión desde 0% hasta el límite propuesto por el Std ANSI C84.1 donde se fija como límite superior el 5% y para el ángulo de fase se utilizan setenta y dos pasos, desde 5° a 360°.
2. El valor para la componente fundamental de tensión se define seleccionando una amplitud nominal, que para este trabajo de grado será de 120 V y un ángulo de fase

igual a 0° y será llamada tensión de referencia. En este caso solo se tendrán en cuenta los armónicos impares, entonces primero se superpone el tercer armónico a la tensión de referencia para cada una de las variaciones, que serán setenta y dos para el ángulo de fase y veinte en magnitud para cada armónico. Se definen los límites de distorsión armónica según lo propuesto en la norma EN 50160 2015.

3. Se debe repetir el procedimiento anterior para cada orden armónico (3^{er}, 11th, ... 63th), superponiendo a la componente fundamental solo un armónico a la vez con sus respectivas variaciones en magnitud y ángulo de fase.
4. Para cada vez que se haga la superposición de un armónico a la tensión de referencia se deben almacenar las formas de onda de la tensión de alimentación y la corriente para luego transformarlas al dominio de la frecuencia mediante el cálculo los espectros de corriente y tensión.

2.4. Método basado en álgebra matricial

En el artículo “Measurement-based approach for constructing harmonic models of electronic home appliances” (Nassif, Yong, and Xu 2010) se elabora un procedimiento para obtener una admitancia acoplada armónicamente en la frecuencia basándose en la relación entre las tensiones y corrientes.

El artículo (Nassif, Yong, and Xu 2010) propone el desarrollo de un modelo en el dominio de la frecuencia para los electrodomésticos basado en la electrónica de potencia mediante un enfoque basado en la medición, este modelo es derivado de medidas reales de electrodomésticos, se obtiene de valores de tensión prácticos y puede incorporarse a un flujo de potencia armónico.

El objetivo del artículo se centra obtener la relación en el dominio de la frecuencia entre el voltaje y la corriente para electrodomésticos, en este trabajo de grado se ampliará el alcance para ser utilizado en un inversor fotovoltaico

La manera clásica de hacer la representación de un convertidor no controlado para corriente continua filtrado por condensadores según (Nassif, Yong, and Xu 2010) es utilizar la Ecuación 2:

Ecuación 2

$$I_{ac} = Y^+V_{ac} + Y^-V_{ac}^*$$

Dónde I_{ac} es la corriente consumida por la carga no lineal, Y^+ y Y^- son matrices de admitancias acopladas que relacionan tensión y corriente, V_{ac} y V_{ac}^* son la tensión armónica y su valor conjugado.

Teniendo en cuenta la Ecuación 3, en el artículo se propone una modificación y se obtienen un modelo basado en la misma estructura, pero con el objetivo de representar convertidores no controlados, este modelo se llama modelo completo (Full Model).

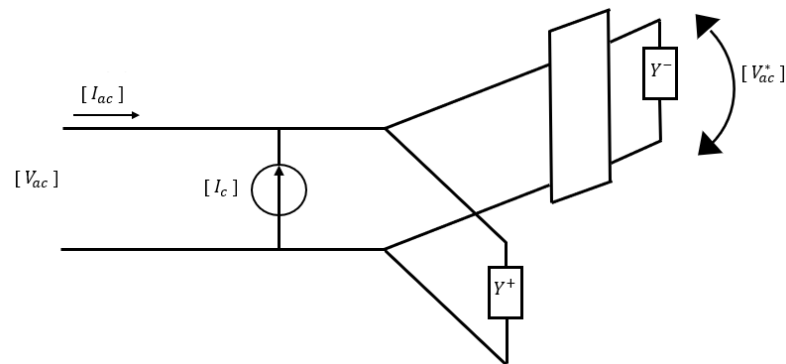
Ecuación 3

$$I_{ac} = I_c + Y^+V_{ac} + Y^-V_{ac}^*$$

El artículo también hace una representación del circuito equivalente para el modelo completo (Full-model) de la siguiente manera:

Figura 5

Circuito equivalente para Full-model



Dónde I_c es la fuente de corriente estimada del circuito equivalente, Y^+ y Y^- son las componentes estimadas de las matrices de admitancia acopladas, V_{ac} y V_{ac}^* son la tensión armónica y su valor conjugado, respectivamente.

Del modelo completo (Full-Model) y de (G. Malagón 2020) se desprenden las siguientes variaciones:

2.4.1. Modelo equivalente de Norton.

Es un modelo incrementalmente lineal, se dice que es incrementalmente lineal ya que responde linealmente a los cambios en la entrada sin verificar la última condición, está definido para una cantidad n elementos mediante un vector que representa la de corriente de entrada $I_{(n)}$, una matriz de admitancias $Y_{(n \times n)}$ que describe el comportamiento de la carga y un vector que define la tensión de alimentación $V_{(n)}$, en (G. Malagón 2020) se hace la siguiente formulación para el modelo.

Ecuación 4

$$I_{(n)} = I_{c(n)} + Y_{(n \times n)} V_{(n)}$$

El proceso para determinar la corriente de corte $I_{c(n)}$ y la matriz de admitancias $Y_{(n \times n)}$ será presentado más adelante donde se muestra el Método basado en álgebra matricial para el modelo equivalente de Norton (Método AM-MEN).

2.4.2. Modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas.

Este modelo está conformado por una corriente de corte $I_{c(n)}$, tensión de alimentación $V_{r(n)}$, un par de matrices de admitancia armónicamente acopladas $Y^+_{(n \times n)}$ y $Y^-_{(n \times n)}$ que describen la relación de acoplamiento entre la variación de la tensión de alimentación y su conjugada con la corriente $I_{(n)}$.

Según (G. Malagón 2020) este modelo puede ser representado por la Ecuación 5:

Ecuación 5

$$I_{(n)} = I_{c(n)} + Y^+_{(n \times n)} V_{(n)} + Y^-_{(n \times n)} V_{(n)}^*$$

Donde los valores para la corriente de corte $I_{c(n)}$, y el par de matrices de admitancias $Y^+_{(n \times n)}$ y $Y^-_{(n \times n)}$ serán obtenidos desarrollando el Método basado en álgebra matricial para el modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas presentado más adelante.

2.4.3. Método basado en álgebra matricial para el modelo equivalente de Norton (Método AM-MEN)

Al utilizar el Modelo Equivalente de Norton (MEN), se pueden tener dos formulaciones o casos de estudio: cuando se tiene corriente de corte, I_c , desconocida o con corriente de corte conocida, para este estudio se utilizará el método con corriente de corte desconocida

2.4.3.1. Método AM-MENCD con corriente de corte desconocida

Este método basado en álgebra matricial para el modelo de equivalente de Norton con corriente de corte desconocida es descrito en (G. Malagón 2020) como:

Ecuación 6

$$[I_c Y] = I[1V^T]([1V^T]^T[1V^T])^{-1}$$

Sin embargo, (G. Malagón 2020) propone NF-MENCD, lo cual corresponde a la modificación del método basado en álgebra matricial presentado anteriormente para la formulación con corriente desconocida y se tiene:

Ecuación 7

$$[I_C Y] = I[1V^T]^* ([1V^T]^T [1V^T]^*)^{-1}$$

2.4.4. Método basado en álgebra matricial para el modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas (Método AM-M2A3)

Al igual que con el método anterior también se tienen dos formulaciones: con corriente de corte, I_c , desconocida o con corriente de corte conocida.

2.4.4.1. Método AM-M2A3CD con corriente de corte desconocida

El método basado en álgebra matricial para el modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas es descrito como:

Ecuación 8

$$[I_C Y^+ Y^-] = I[1V^T V^H] ([1V^T V^H]^T [1V^T V^H])^{-1}$$

Para este caso, (G. Malagón 2020) también propone el método NF-M2A3CD el cual corresponde a la modificación del método AM-M2A3CD y se tiene:

Ecuación 9

$$[I_C Y^+ Y^-] = I[1V^T V^H]^* ([1V^T V^H]^T [1V^T V^H]^*)^{-1}$$

2.5 Error medio cuadrático y teorema de Parseval.

Se utiliza un método para la evaluación del error basado en la definición del error medio cuadrático (MSE) y el teorema de Parseval tomado de (G. Malagón 2020), teniendo en cuenta lo anterior se calculó para cada método: el MSE total (MSE_T) que contiene la evaluación del error para el fasor conformado por el ángulo de fase y la magnitud, el MSE total de magnitud (MSE_M) donde se evalúa el error en la magnitud de la corriente y finalmente el MSE total de ángulo de fase (MSE_F) que evalúa el error en ángulo de fase del fasor de corriente.

Las expresiones matemáticas para cada uno de estos índices de error se presentan a continuación:

Ecuación 10

$$I_R = \frac{I_{\text{original}}^2}{2}$$

Donde I_{original} es el conjunto de corrientes obtenidas del modelo en el dominio del tiempo y luego transformadas al dominio de la frecuencia organizadas de manera matricial.

Ecuación 11

$$I_C = \frac{I_{\text{estimada}}^2}{2}$$

Donde I_{estimada} hace referencia como su nombre lo dice al conjunto de corrientes estimadas por el modelo que se haya seleccionado para evaluar el error, también organizadas de forma matricial.

El cálculo del error total está definido por la ecuación 12

Ecuación 12

$$\mathbf{MSE_T}[\%] = \frac{\sum_{k=1}^k |I_{R(k)} - I_{C(k)}|^2}{\sum_{k=1}^k |I_{R(k)}|^2} * 100$$

Para hacer la evaluación del error en magnitud y ángulo de fase se tendrán en cuenta las ecuaciones 13 y 14 respectivamente.

Ecuación 13

$$\mathbf{MSE_M}[\%] = \frac{\sum_{k=1}^k (|I_{R(k)}| - |I_{C(k)}|)^2}{\sum_{k=1}^k |I_{R(k)}|^2} * 100$$

Ecuación 14

$$\mathbf{MSE_F}[\%] = \frac{\sum_{k=1}^k [|I_{R(k)} - I_{C(k)}|^2 - (|I_{R(k)}| - |I_{C(k)}|)^2]}{\sum_{k=1}^k |I_{R(k)}|^2} * 100$$

La información obtenida por cada ecuación es organizada en matrices que se usarán para construir diagramas “Box-Plot”, estos diagramas permiten visualizar los valores mínimos y máximos de la serie de datos, el 25th percentil (Q1), la mediana (Q2) y el 75th percentil (tercer percentil Q3)

3. Procedimiento para ajustar y evaluar modelos en el dominio de la frecuencia.

Para el desarrollo de este trabajo de grado se establecieron algunas etapas hasta llegar a la finalización del experimento y así cumplir con los objetivos propuestos para el trabajo de grado. En esta sección se explica detalladamente el paso a paso desde la selección del modelo en el dominio del tiempo del inversor desarrollado en MATLAB – SIMULINK, de cómo se realizaron las variaciones sistemáticas de la tensión para la componente fundamental de tensión y la superposición uno a uno de los armónicos, también se presentará información sobre la aplicación de los modelos. . Luego de la estimación de las señales de corriente se aplicaron las ecuaciones para encontrar los índices de error cuadrático total, de magnitud y de fase. Para finalizar se realizó un diagrama de caja (Box Plot) que contiene los datos más representativos del conjunto de señales que se abarcó para los errores de ajuste y desempeño.

3.1. Recolección de datos del experimento.

Se realiza variación en magnitud y ángulo de fase de la tensión en cada uno de los armónicos, para el caso de la componente fundamental se define una tensión V_1 de 120 [Vrms] y se efectúan 20 variaciones en magnitud y 72 en el ángulo de fase, la magnitud se incrementará proporcionalmente hasta llegar al 5% por arriba de la tensión fundamental como se propone en el Std. ANSI C84.1, en ángulo de fase, el cambio se realiza de la misma manera hasta tener 72 cambios, empezando desde 5° hasta 360° .

Para los armónicos (V_3 , V_5 , V_7 ... V_{63}) los límites de distorsión armónica están dados por la norma española UNE-EN50160 del 2015 (En and Une-en 2015), en este caso se hará la variación sistemática para la magnitud de la tensión hasta el límite establecido, se tendrán 20

valores de magnitud y 72° para el ángulo de fase, realizado lo anterior se tendrán 32 vectores llamados según el orden armónico que representen ($V_1, V_3, V_5 \dots V_{63}$) cada uno con 1440 componentes, es importante aclarar que para este caso solo se tendrán en cuenta los armónicos impares.

Con los vectores ya definidos se procede a realizar la variación sistemática de la tensión en el modelo del inversor fotovoltaico, primeramente, se evalúan solo los valores del vector V_1 , el cuál es definido como las variaciones de la componente fundamental donde se guardarán las respuestas de tensión de carga, corriente de carga, que será la que se entrega a la red y la corriente del inversor que como su nombre lo dice, se encuentra a la salida del inversor, para el desarrollo de este trabajo se utiliza la corriente de carga y se toma desde el cuarto ciclo de la señal donde ya se encuentra estabilizada, cada ciclo se compone de 128 muestras. Para realizar el experimento de un armónico a la vez se fija la tensión fundamental con 120 [Vrms] y un ángulo de fase de 0° en una de las fuentes controladas del modelo, a esta tensión se le irán superponiendo una a una cada variación de los armónicos, obteniendo así al finalizar 1440 señales por armónico, que para el total de los 32 armónicos serán un total de 46080 señales cada una con 128 muestras.

Haciendo uso de la función FFT (Fast Fourier Transform) la cual calcula la transformada discreta de Fourier (DFT) las 46080 señales anteriormente obtenidas en el dominio del tiempo serán llevadas al dominio de la frecuencia donde ahora tendremos la misma cantidad de vectores cada uno con 32 componentes.

3.2 Estimación de la corriente con el Modelo de matrices armónicamente acopladas

La estimación de la señal de corriente utilizando el modelo de matrices armónicamente acopladas (MAAA) se realiza teniendo en cuenta en cuenta la Ecuación presentada en la sección 2.4.2, para ello, es necesario determinar los siguientes parámetros: la corriente de corte I_c y el par de matrices armónicamente acopladas Y^+ y Y^- , donde se utiliza la Ecuación y su respuesta es una matriz concatenada de la forma $[I_c Y^+ Y^-]$ con estos parámetros es posible aplicar el modelo representado por la Ecuación evaluando una a una las señales de tensión de ajuste que corresponden a las obtenidas del experimento de un armónico a la vez, y las de desempeño que pertenecen a la evaluación 12000 señales que fueron generadas aleatoriamente y que cumplen con la norma EN 50160 obteniendo así como respuesta la matriz para las corrientes donde estarán los vectores de corriente para cada una de las señales de tensión suministradas.

3.3 Estimación de la corriente con el modelo equivalente de Norton

Con este modelo también se busca realizar la estimación de la señal de corriente utilizando la Ecuación presentada en la sección 2.4.1, para este caso es necesario hallar los parámetros de la corriente de corte I_c y la matriz de admitancias Y siendo estos la respuesta a la Ecuación la cual da como resultado una matriz concatenada de la forma $[I_c Y]$, y luego aplicar el modelo representado por la Ecuación 4, se evalúan cada una las señales de tensión obteniendo así como respuesta la matriz para las corrientes, donde estarán los vectores de corriente para cada una de las señales de tensión suministradas.

3.4. Cálculo del error medio cuadrático en magnitud, ángulo y total.

Se tendrán dos escenarios: el primero será el cálculo del error medio cuadrático en magnitud, ángulo y total para los resultados obtenidos del barrido en frecuencia o experimento de un armónico a la vez, será llamado “Error de ajuste”, en el segundo escenario se hará el mismo cálculo del error, pero ahora con 12000 señales de tensión que fueron creadas de manera aleatoria y que cumplen con la norma EN 50160.

Se calcula el error medio cuadrático entre la corriente de respuesta del modelo del inversor en SIMULINK y la corriente estimada por cada modelo y el método de ajuste utilizando para ello las ecuaciones propuestas en la sección 2.5.

Seguidamente se organizan los resultados para ser presentados mediante diagramas “Box-Plot”.

4. Resultados

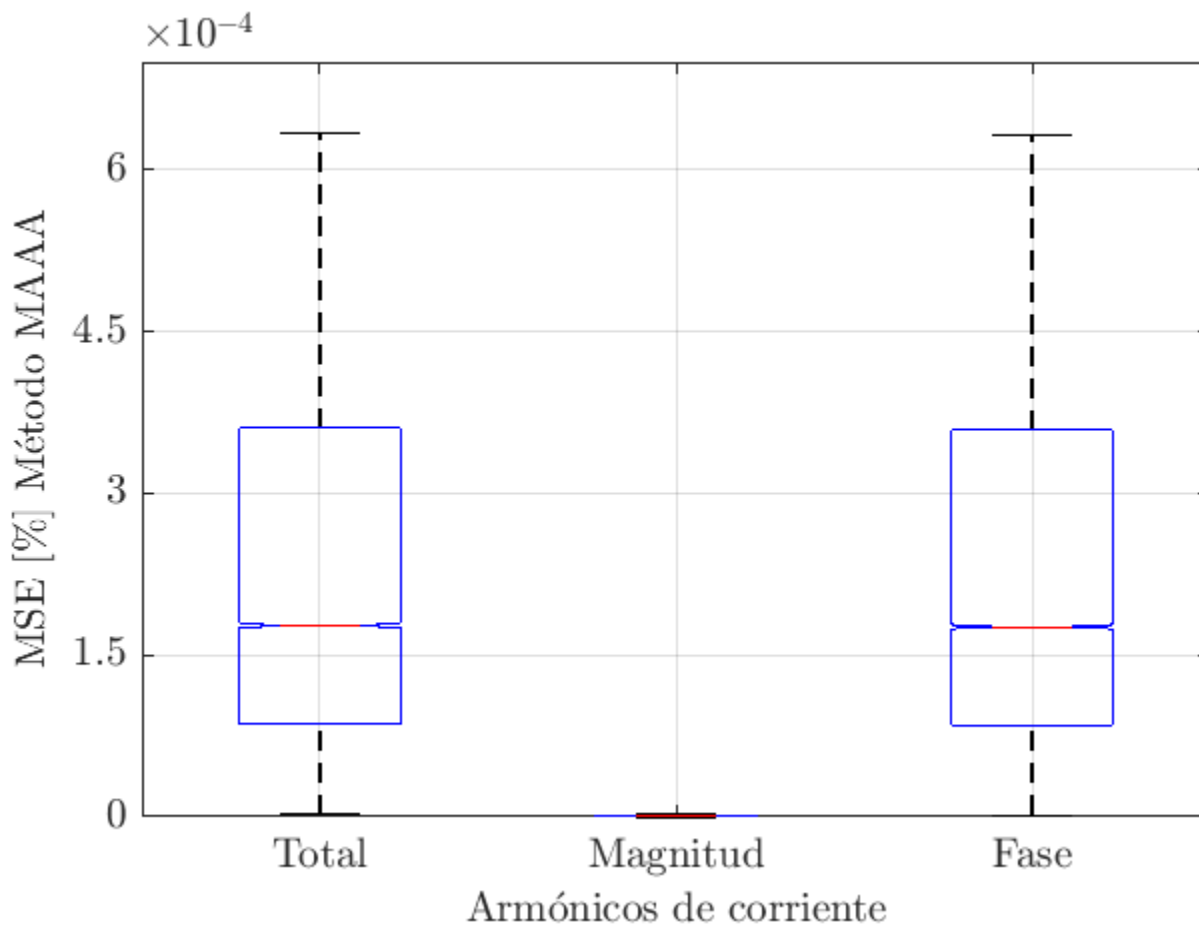
En este capítulo se presentan los resultados de la evaluación del error de ajuste y de desempeño para los métodos matriciales descritos anteriormente. La información se mostrará mediante gráficos llamados “Box-Plot” donde se hace énfasis en valores como la media (Q2), valor máximo (máx.), valor mínimo (min.), percentil 25 (Q1), percentil 75 (Q3) y rango intercuartílico (iqr), estos datos también se presentarán en tablas, donde en cada una de ellas, se encontrará la información presentada en las gráficas para cada uno de los escenarios como son el error total, error de magnitud y error de fase.

4.1. Evaluación del error de ajuste

Los resultados que se presentan se obtienen de los valores calculados luego de realizar el barrido en frecuencia y el experimento de un armónico a la vez, para después evaluar los modelos planteados.

Figura 6

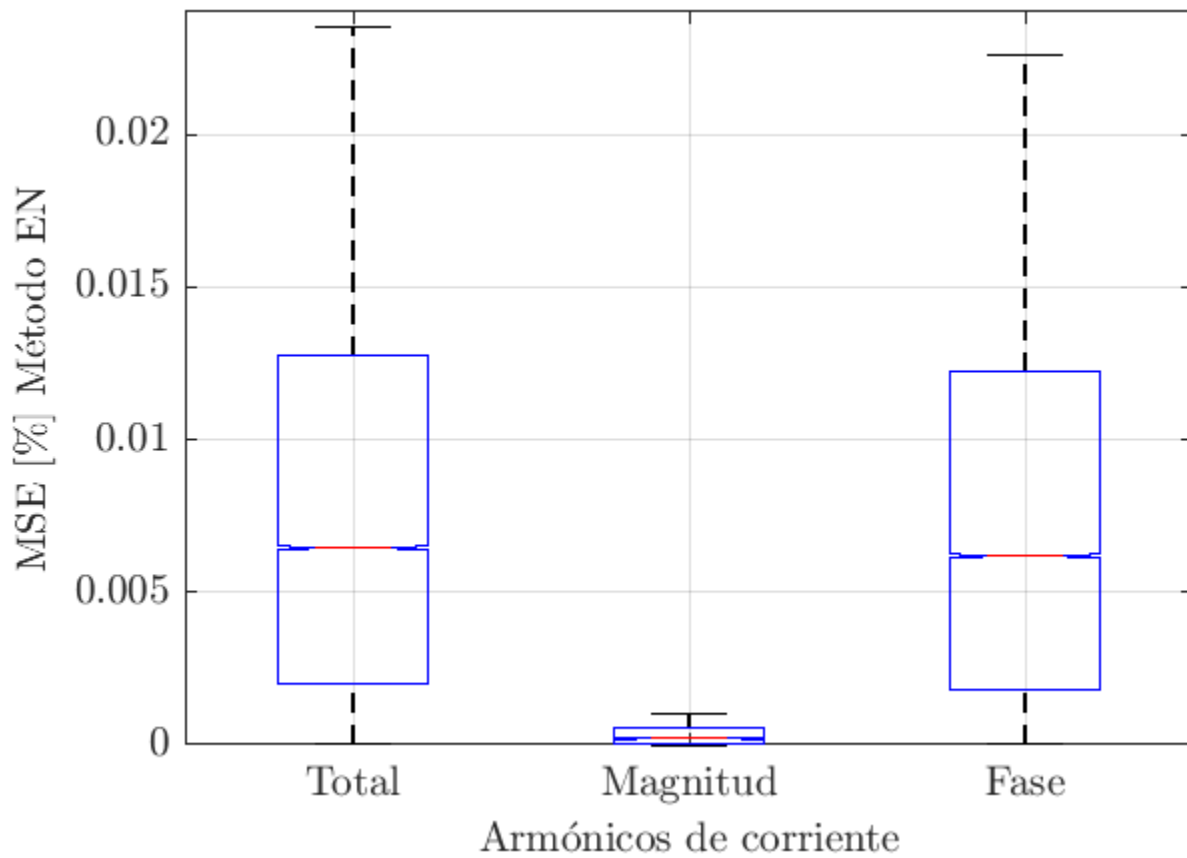
Error de ajuste para el modelo de Matriz de Admitancias Armónicamente Acopladas.



Nota. Boxplot con los resultados de la estimación del error de ajuste para el método AM-M2A3, fuente: Elaboración propia

Figura 7

Error de ajuste para el modelo de Equivalente Norton.



Nota. Boxplot con los resultados de la estimación del error de ajuste para el método AM-MENCD, fuente: Elaboración propia.

Tabla 3

Resultados para la evaluación del error de ajuste en los dos escenarios

ERROR DE AJUSTE TOTAL [%]						
	MIN	Q1	Q2	Q3	MAX	IQR
MAAA	0,000001	0,000086	0,000177	0,000360	0,000635	0,000274
EN	0,000010	0,001981	0,006440	0,012738	0,023480	0,010757

ERROR DE AJUSTE EN MAGNITUD [%]						
	MIN	Q1	Q2	Q3	MAX	IQR
MAAA	0,000000	0,000000	0,000001	0,000001	0,000002	0,000001
EN	0,000000	0,000050	0,000196	0,000533	0,001012	0,000483

ERROR DE AJUSTE EN FASE [%]						
	MIN	Q1	Q2	Q3	MAX	IQR
MAAA	0,000001	0,000085	0,000176	0,000359	0,000636	0,000274
EN	0,000004	0,001831	0,006174	0,012210	0,022575	0,010379

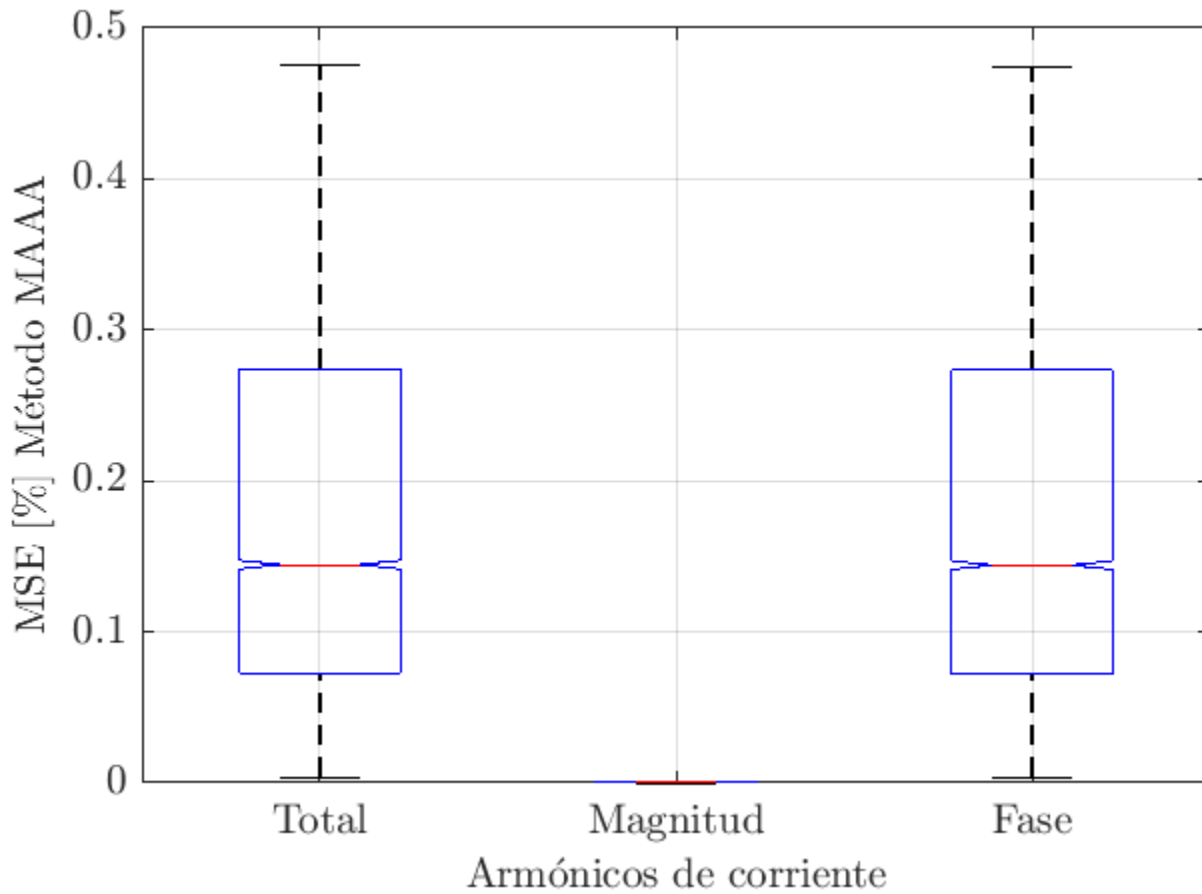
Teniendo como referencia las imágenes de los Boxplot presentadas, se puede observar que el error tiene el mismo comportamiento para los dos modelos, predominando el error en el ángulo de fase y siendo muy inferior en la magnitud, cuando se aprecian los valores en la Tabla 3, es sencillo notar que para el modelo de equivalente Norton el porcentaje de error es bastante superior comparado al modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas, si se toma como referencia Q3 para los dos modelos tenemos que el error en esa zona es 33.3 veces más grande para el modelo de equivalente Norton, sin embargo, para los dos casos los valores de error son pequeños en donde se ve que para el modelo de EN se encuentra en el orden de 10^3 y para el modelo MAAA en el orden de 10^4 .

4.2. Evaluación del error de desempeño.

Luego de obtener los parámetros para los modelos, se hace una evaluación con 12000 señales que fueron creadas de manera aleatoria, pero cumpliendo con lo establecido en la norma EN 50160 y así se dieron los siguientes resultado

Figura 8

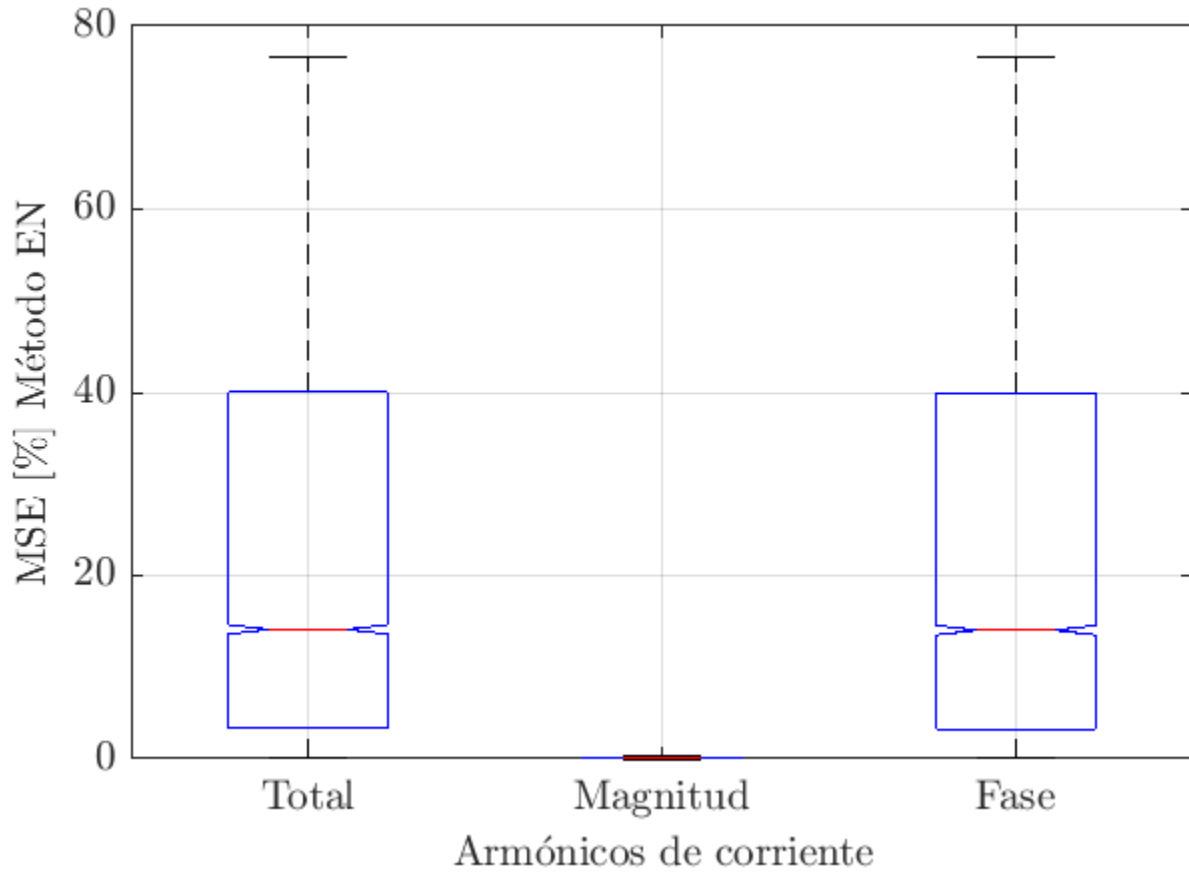
Error de desempeño para el modelo de Matriz de Admitancias Armónicamente Acopladas



Nota. Boxplot con los resultados de la estimación del error de desempeño para el método AM-M2A3, fuente: Elaboración propia

Figura 9

Error de desempeño para el modelo de Equivalente Norton.



Nota. Boxplot con los resultados de la estimación del error de desempeño para el método AM-MENCD, fuente: Elaboración propia

Tabla 4*Resultados para la evaluación del error de desempeño en los dos escenarios*

ERROR DE DESEMPEÑO TOTAL [%]						
	MIN	Q1	Q2	Q3	MAX	IQR
MAAA	0,003739	0,072453	0,144520	0,273990	0,475470	0,201537
EN	0,010538	3,347600	14,127600	40,012600	76,658300	36,665000

ERROR DE DESEMPEÑO EN MAGNITUD [%]						
	MIN	Q1	Q2	Q3	MAX	IQR
MAAA	0,000005	0,000140	0,000319	0,000671	0,000120	0,000532
EN	0,000004	0,012069	0,052054	0,122930	0,233600	0,110861

ERROR DE DESEMPEÑO EN FASE [%]						
	MIN	Q1	Q2	Q3	MAX	IQR
MAAA	0,003739	0,072318	0,144190	0,293470	0,474339	0,221152
EN	0,006314	3,261600	14,042300	39,963900	76,588800	36,702300

Con la información presentada fácilmente se logra observar que, para los dos modelos, el error de desempeño es considerablemente mayor con respecto al error de ajuste, en esta ocasión se puede apreciar que en Q3 para el modelo de equivalente Norton se presenta un error grande de casi el 40% y que a su vez es 136.177 aunque se sigue manteniendo el mismo patrón de comportamiento, donde el porcentaje de error en el ángulo de fase es mucho mayor que el que representa en la magnitud, haciendo la diferenciación entre los dos modelos se observa que el error del modelo matriz de admitancias armónicamente acopladas es más bajo.

4.3. Observaciones generales

Se han presentado los resultados de la evaluación del error de ajuste y de desempeño de los métodos propuestos.

Para el caso del modelo de Equivalente Norton, se identifica que en el error de ajuste se encuentra un valor total máximo de 0.023%, un valor bajo y que puede dar expectativas favorables, a la hora de realizar el procedimiento con valores reales, cuando se hizo la evaluación para el error de desempeño con las 12000 señales el porcentaje de error aumenta de manera considerable teniendo el máximo en un 76.65%, aunque el valor de la dispersión de datos de la distribución (Q3) no supere el 40% y la mediana esté por debajo del 15 % siguen siendo valores elevados si se necesita precisión en el método.

Cuando se hace la misma revisión para el modelo de matriz de admitancias el aumento en el error total es considerablemente elevado, sin embargo, su valor máximo no supera el 0.5% siendo muy bajo en comparación al otro método, esto nos da razones para entender que a la hora de hacer la reconstrucción de una señal, el método de matriz de admitancias puede entregar valores más cercanos a lo esperado.

5. Conclusiones

En el desarrollo de este trabajo de grado se busca comparar el porcentaje de error de dos métodos matriciales cuando se estima la señal de corriente que entrega un inversor fotovoltaico.

En el capítulo anterior se presentaron los resultados y se pudo observar que para los dos escenarios el error que predomina tiene que ver con el ángulo de fase que es muy cercano al del error total y es algo que se debe tener en cuenta si se quieren utilizar los valores resultantes o si se desea hacer algún tipo de modificación a los modelos.

Al hacer la comparativa entre los modelos evaluados, cuando se está calculando el error de ajuste, si bien es muy pequeño para los dos casos se detecta que el porcentaje de error es bastante superior en el modelo de equivalente Norton, pero cuando se hace la evaluación del error de desempeño con las señales creadas aleatoriamente las diferencias saltan a la vista, presentando resultados considerablemente altos, para el modelo de matriz de admitancias armónicamente acopladas se obtienen resultados positivos con un error pequeño que da fiabilidad a la hora de hacer la estimación de una señal.

Referencias bibliográficas

- Anuja Namboodiri, Harshal S. Wani. 2014. “Unipolar and Bipolar PWM Inverter.” *IJIRST – International Journal for Innovative Research in Science & Technology*/ 1(7): 1–7.
- C. F. Rodriguez Salazar, F. L. Forero Ordoñez, M. A. Mantilla Villalobos, and J. J. Barone Fernandez. 2020. Sustainability (Switzerland) “CONTROLADORES DE CORRIENTE PARA UN INVERSOR MONOFASICO CONECTADO A LA RED CON FILTRO LCL.”
- En, Norma Europea, and Norma Une-en. 2015. “Características de La Tensión Suministrada Por Las Redes Generales de Distribución.” *AENOR* 2011/A1: 8.
- Fauri M. 1997. *Harmonic Modelling of Non-Linear Load by Means of Crossed Frequency Admittance Matrix*. IEEE Transactions on Power Systems, 12(4), 1632-1638. doi: 10.1109/59.627869.
- G. Malagón. 2020. “Métodos de Modelado y Simulación Para La Evaluación de La Distorsión de Cargas Basadas En Fuentes Conmutadas Considerando Los Fenómenos de Diversidad y Métodos de Modelado y Simulación Para La Distorsión de Cargas Basadas En Fuentes Conmutadas.” Universidad Industrial de Santander.
- Hugo, Wilmer, Flórez Niño, Gonzalo Alberto, and Franklin González. 2014. “Análisis Comparativo Entre Estrategias Para La Estimación En El.”
- Katsuhiko Ogata. 2010. *INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA*. 5th ed. ed. Madrid Pearson Educación. Madrid.

M. H. Rashid. 2004. *ELECTRONICA DE POTENCIA: CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES*. Pearson Ed. Mexico.

N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. 1995. *POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APPLICATIONS, AND DESIGN*. 2nd ed. ed. John Wiley. New Yorks:

Nassif, A. B., J. Yong, and W. Xu. 2010. "Measurement-Based Approach for Constructing Harmonic Models of Electronic Home Appliances." *IET Generation, Transmission and Distribution* 4(3): 363–75.

S. Martinez Garcia. 2006. *ELECTRONICA DE POTENCIA ELECTRONICA DE POTENCIA : COMPONENTES, TOPOLOGIAS Y EQUIPOS*. ed. Thomson. Madrid.

Apéndices

Los algoritmos de MATLAB utilizados para desarrollar este trabajo de grado se pueden encontrar en la siguiente URL:

<https://drive.google.com/drive/folders/1M1MroXvDp0UiCP4iYsoWmMItwvWQ015U?usp=sharing>

El experimento se divide en dos partes, calcular el error de ajuste y el de desempeño, para eso se utilizan los siguientes archivos:

Para obtener los resultados del error de ajuste primero se trabaja el archivo llamado “armonico_a_la_vez”, donde se hace la variación sistemática de la tensión en magnitud y ángulo de fase, seguidamente con los valores guardados de “armonico_a_la_vez” se hará correr el código llamado “Parametros_modelo_inversor_FV_4” que es el encargado de hacer ingresar los parámetros al modelo de Simulink y así obtener las señales en el dominio del tiempo luego de realizar el experimento de un armónico a la vez.

Al obtener las señales en el dominio del tiempo se deben llevar al dominio de la frecuencia para poder desarrollar los métodos, esto se hace con “senales_frecuencia” y ya con los resultados guardados se podrán desarrollar los modelos programados en “Metodo_MAAA” y “Metodo_EN”, por último, el error de ajuste se obtiene con “Plot_Power_Error_Validation_N”.

Al desarrollar el proceso para el error de desempeño, se tendrá en cuenta el mismo procedimiento, pero con los archivos guardados en la carpeta de nombre “diez mil señales” la única diferencia con el paso a paso anterior es que ahora se generaran las señales para ingresar al modelo con el archivo

“compute_Signals_Validation_10k” donde se generan las 12000 señales aleatorias par el experimento.