

# **EVALUACIÓN DEL COMPROMISO ENTRE DISTORSIÓN ARMÓNICA Y EFICIENCIA ENERGÉTICA EN MOTORES DE DC SIN ESCOBILLAS**



**SAÚL EDUARDO RUIZ SARZOSA**

**Trabajo de grado de Maestría en Automática**

**Director:**

**PhD. Carlos Felipe Rengifo Rodas**

**Universidad del Cauca  
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones  
Departamento de Electrónica, Instrumentación y Control  
Control y Robótica  
Popayán, 2018**

**SAÚL EDUARDO RUIZ SARZOSA**

**EVALUACIÓN DEL COMPROMISO ENTRE DISTORSIÓN  
ARMÓNICA Y EFICIENCIA ENERGÉTICA EN MOTORES  
DE DC SIN ESCOBILLAS**

**Trabajo de gradopresentado a la Facultad de Ingeniería  
Electrónica y Telecomunicaciones de la  
Universidad del Cauca para la obtención del  
Título de**

**Magíster en:  
Automática**

**Director:  
PhD. Carlos Felipe Rengifo Rodas**

**Popayán  
2018**

## DEDICATORIA

A DIOS, por bendecirme con el don de la vida e inteligencia y brindarme buena salud tanto física como espiritual.

A mis padres, por su amor, esfuerzo y dedicación incondicional, durante mi formación tanto personal como profesional.

A mí, porque es un escalón más satisfactoriamente alcanzado en mi vida y me siento orgulloso del esfuerzo y dedicación con los que lo encaré.

## **AGRADECIMIENTOS**

Este trabajo no habría sido posible sin la influencia directa o indirecta de muchas personas a las que agradezco profundamente por estar presentes en las distintas etapas de su elaboración, así como en el resto de mi vida.

Especiales agradecimientos al Doctor Carlos Felipe Rengifo por su confianza, interés, colaboración y dirección en el proceso de realización de este trabajo de grado, por su vocación y compromiso para la excelencia.

A todos los docentes de la Universidad del Cauca y del exterior que hicieron parte de este proceso; a quienes trabajaron hombro a hombro conmigo durante este ciclo dando lo mejor para el bien de mi formación profesional. A mis seres queridos quienes brindaron su cariño, tiempo, dedicación y los mejores momentos durante esta etapa como estudiante de Maestría.

## RESUMEN

Un objetivo por el cual se ha venido trabajando cada vez con más ahínco en los últimos años, es el mejoramiento de la eficiencia energética. Optimizar la transferencia de energía en los sistemas continúa siendo un reto vigente, derivado del aumento vertiginoso de la productividad de los procesos industriales y de la masificación en el uso de dispositivos electrónicos no lineales. Lo anterior ha provocado una situación compleja, puesto que, con el afán por cumplir la normatividad respecto al límite de componentes armónicos permitidos por cargas individuales hacia la red eléctrica, se han venido perfeccionando diferentes alimentadores para los motores de DC sin escobillas, que mejoran la calidad de la energía (Distorsión armónica total baja y factor de potencia cercano a la unidad), sin tener en cuenta el consumo energético extra que demandan dichos convertidores cuando son adicionados al sistema.

El inconveniente evidenciado en el párrafo anterior ha motivado el presente proyecto orientado hacia la evaluación y el análisis del compromiso entre distorsión armónica y eficiencia de conversión en los alimentadores de los motores de DC sin escobillas. Se compararon la distorsión armónica (DA), el factor de potencia (FP) y la eficiencia de conversión (EC), de estado estacionario, de los manejadores basados en los convertidores con aislamiento de alta frecuencia *Zeta*, *Luo* y *Cuk*. La comparación realizada tiene un doble propósito. De una parte, establecer cuál convertidor ofrece el mejor compromiso entre las variables estudiadas y de la otra, determinar si existe una correlación, bien sea directa o inversa, entre la EC y las variables de calidad de energía (DA y FP). Para realizar el presente estudio se utilizaron los modelos de los convertidores encontrados en la literatura, así como los modelos de simulación del inversor y del motor encontrados en la herramienta *SimscapeElectronics* del software *Matlab*. El compromiso entre DA, FP y EC se estudió a partir de un índice mixto propuesto por el autor del cual el convertidor *Luo* obtuvo el valor más alto. En cuanto al segundo objetivo de la comparación, la aplicación coeficiente de Spearman mostró correlaciones tanto positivas como negativas entre las variables estudiadas, que dependen del convertidor empleado. La principal conclusión del estudio fue que la principal causa de disminución en la eficiencia de conversión en los alimentadores es el número de componentes activos

presentes en los convertidores, siendo el *Cuk* aislado el que presenta el mayor número de elementos activos y por consiguiente mayores pérdidas energéticas. Esto, sin obtener ventajas significativas en cuanto a calidad de energía eléctrica.

## ABSTRACT

One objective that has been working harder and harder in recent years is the improvement of energy efficiency. Optimizing the transfer of energy in systems remains a current challenge due to the rapid increase in the productivity of industrial processes and the increase in the use of nonlinear electronic devices. This has caused a complex situation, because, with the aim of complying with the regulations about the limit of harmonic components allowed by individual loads toward the electrical network, different feeders have been developed for brushless DC motors which improve the energy quality without taking into account the extra energy consumption demanded by these converters when added to the system.

The disadvantage evidenced in the previous paragraph has motivated the present project oriented towards the evaluation and analysis of the existing compromise between harmonic distortion and energy efficiency in the feeders of brushless DC motors. The harmonic distortion (DA), the power factor (FP) and the conversion efficiency (EC), of steady state, of the drivers based on Zeta, Luo and Cuk high frequency isolation converters were compared. The comparison made has a double purpose. First, to establish which converter offers the best compromise between the studied variables and second, to determine if there is a correlation, direct or inverse, between the EC and the energy quality variables (DA and FP). In order to carry out the present study, the models of the converters found in the literature were used, as well as the inverter and motor simulation models found in the *Simscape Electronics* tool of the *Matlab* software. The compromise between DA, FP and EC was studied from a mixed index proposed by the author of which the *Luo* converter obtained the highest value. Regarding the second objective of the comparison, the Spearman coefficient application showed both positive and negative correlations between the studied variables, which depend on the used converter. The main conclusion of the study was that the main cause of energy loss in the feeders is the number of active components present in the converters, being the isolated *Cuk* the one with the highest number of active elements and therefore greater energy losses. This, without obtaining significant advantages in terms of electrical power quality.

## Contenido

<b>Lista de figuras</b> .....	<b>11</b>
<b>Lista de tablas</b> .....	<b>13</b>
<b>Introducción</b> .....	<b>14</b>
<b>1. Fundamentos teóricos y estructurales del proyecto</b> .....	<b>16</b>
<b>1.1. Funcionamiento del Motor de DC sin escobillas</b> .....	<b>16</b>
1.1.1. Estructura básica .....	16
1.1.2. Núcleos del estator .....	18
1.1.3. Devanados.....	18
1.1.4. Rotor de imán permanente .....	18
1.1.5. Sensor de posición .....	18
1.1.6. Primeros enfoques de control .....	19
1.1.7. Control de velocidad .....	19
<b>1.2. Factor de potencia en sistemas con cargas no lineales</b> .....	<b>20</b>
<b>1.3. Sistemas electrónicos para el control del factor de potencia</b> .....	<b>24</b>
1.3.1. Convertidor <i>Zeta</i> aislado .....	24
1.3.2. Convertidor <i>Luo</i> .....	25
1.3.3. Convertidor <i>Cuk</i> aislado sin puente rectificador.....	25
<b>1.4. Componentes del sistema caso de estudio</b> .....	<b>26</b>
1.4.1. Puente rectificador de diodos de onda completa .....	27
1.4.2. Convertidor <i>Cuk</i> no aislado.....	27
1.4.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor <i>Cuk</i> .....	28
1.4.4. Inversor DC/AC.....	28
1.4.5. Medidor de Factor de Potencia percibido por la red de AC .....	29
1.4.6. Medidor de Factor de Potencia trifásico percibido por el motor BLDC...	32
1.4.7. Motor de DC sin escobillas .....	32
<b>2. Estudio del comportamiento dinámico del sistema caso de estudio</b> .....	<b>34</b>
<b>2.1. Potencia activa entregada por el puente rectificador de diodos de onda completa</b> .....	<b>34</b>
2.1.1. Cálculo de la señal de salida del sistema, en función de la señal de entrada y de la función de transferencia.....	34
2.1.2. Cálculo de la potencia activa entregada por el puente rectificador a un circuito eléctrico lineal .....	35
2.1.3. Cálculo de la potencia activa entregada por el puente rectificador a un filtro LC que precede una carga resistiva .....	37



2.2.	<b>Análisis de la potencia activa entregada por el puente rectificador.....</b>	<b>41</b>
2.3.	<b>Análisis del factor de potencia percibido por la red de AC .....</b>	<b>44</b>
2.4.	<b>Análisis de la distorsión armónica total (DA) de la corriente suministrada por la red de AC .....</b>	<b>455</b>
3.	<b>Estudio del comportamiento de los manejadores de motores BLDC basados en los convertidores <i>Zeta</i>, <i>Luo</i> y <i>Cuk</i>.....</b>	<b>477</b>
3.1.	<b>Sintonización y control del convertidor <i>Zeta</i> aislado .....</b>	<b>477</b>
3.2.	<b>Sintonización y control del convertidor <i>Luo</i> aislado .....</b>	<b>512</b>
3.3.	<b>Sintonización y Control del convertidor <i>Cuk</i> no aislado .....</b>	<b>556</b>
3.4.	<b>Sintonización y control del convertidor <i>Cuk</i> con aislamiento de alta frecuencia.....</b>	<b>59</b>
4.	<b>Simulación y Resultados.....</b>	<b>655</b>
4.1.	<b>Simulación del sistema caso de estudio.....</b>	<b>655</b>
4.1.1.	Simulación basada en un convertidor <i>Zeta</i> con aislamiento de alta frecuencia.....	655
4.1.2.	Simulación basada en un convertidor <i>Luo</i> con aislamiento de alta frecuencia.....	700
4.1.3.	Simulación basada en un convertidor <i>CUK</i> no aislado con puente rectificador.....	733
4.1.4.	Simulación basada en un convertidor <i>CUK</i> aislado sin puente rectificador	75
4.2.	<b>Estudio del comportamiento del sistema considerando dispositivos semiconductores ideales .....</b>	<b>79</b>
4.3.	<b>Variación de los parámetros del controlador PI de los convertidores (<i>Zeta</i>, <i>Luo</i> y <i>Cuk</i>).....</b>	<b>800</b>
4.3.1.	Variación de los parámetros del controlador PI del convertidor <i>Zeta</i> aislado	81
4.3.2.	Variación de los parámetros del controlador PI del convertidor <i>Luo</i> aislado	82
4.3.3.	Variación de los parámetros del controlador PI del convertidor <i>Cuk</i> aislado sin puente rectificador .....	833
4.4.	<b>Variación de los parámetros del filtro LC en el sistema basado en los convertidores <i>Zeta</i>, <i>Luo</i> y <i>Cuk</i> .....</b>	<b>855</b>
4.4.1.	Variación de los parámetros del filtro LC en la entrada del convertidor <i>Zeta</i> aislado.....	855
4.4.2.	Variación de los parámetros del filtro LC en la entrada del convertidor <i>Luo</i> aislado.....	877

4.4.3. Variación de los parámetros de los filtros de entrada del convertidor <i>Cuk</i> aislado.....	888
<b>4.5. Comparación de los parámetros de interés obtenidos para los convertidores <i>Zeta</i>, <i>Luo</i> y <i>Cuk</i>.....</b>	<b>89</b>
<b>Discusión .....</b>	<b>911</b>
<b>Conclusiones .....</b>	<b>933</b>
<b>Bibliografía.....</b>	<b>944</b>

# Lista de figuras

Figura 1.1.1.1. Sistema experimental de un motor BLDC (Tomada de [31]).....	17
Figura 1.1.1.2. Sección transversal de un motor BLDC (Tomada de [31]).....	17
Figura 1.3.1.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor <i>Zeta</i> aislado (Tomada de [54]).....	25
Figura 1.3.2.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor <i>Luo</i> con aislamiento de alta frecuencia (Tomada de [55]).	26
Figura 1.3.3.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor <i>CUK</i> aislado sin puente rectificador (Tomada de [56]).....	26
Figura 1.4.1.1. Puente rectificador de diodos de onda completa.....	27
Figura 1.4.2.1. Convertidor <i>Cuk</i> no aislado. ....	28
Figura 1.4.3.1. Esquema de control de voltaje del Convertidor <i>Cuk</i> .....	28
Figura 1.4.4.1. Inversor DC/AC. ....	29
Figura 1.4.5.1. Medidor de Factor de Potencia monofásico percibido por la fuente de alimentación AC. ....	29
Figura 1.4.5.2. Cálculo de la potencia activa.....	30
Figura 1.4.5.3. Cálculo de la norma del voltaje. ....	31
Figura 1.4.5.4. Cálculo de la norma de la corriente.....	31
Figura 1.4.6.1. Medidor de Factor de Potencia trifásico percibido por el motor BLDC. ....	32
Figura 1.4.7.1. Máquina síncrona de imán permanente. ....	32
Figura 2.2.1. Voltaje y corriente que salen del rectificador de onda completa, en términos de series de Fourier.....	41
Figura 2.2.2. Potencia instantánea entregada por el rectificador de onda completa. ....	42
Figura 2.2.3. Potencia activa vs Parámetros del filtro ( $R = 100\Omega$ ).....	43
Figura 2.3.1. Factor de potencia vs Parámetros del filtro ( $R = 100\Omega$ ) ....	44
Figura 2.4.1. <i>THDR</i> de la corriente vs Parámetros del filtro ( $R = 100\Omega$ ).....	46
Figura 3.1.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor <i>Zeta</i> aislado (Tomada de [54]).	47
Figura 3.2.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor <i>Luo</i> aislado (Tomada de [55]).....	48
Figura 3.3.1. Convertidor <i>Cuk</i> no aislado (Tomada de [57]).....	55
Figura 3.4.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor <i>CUK</i> aislado sin puente rectificador (Tomada de [56]).....	59
Figura 4.1.1.1. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un convertidor <i>Zeta</i> con aislamiento de alta frecuencia. ....	63

Figura 4.1.1.2. Convertidor <i>Zeta</i> con aislamiento de alta frecuencia.....	67
Figura 4.1.1.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor <i>Zeta</i> .....	68
Figura 4.1.1.4. Factor de potencia percibido por la fuente AC.....	68
Figura 4.1.1.5. Potencia activa promedio en la entrada del sistema y en la entrada del motor (Vatios).....	69
Figura 4.1.1.6. Distorsión armónica total de la señal de corriente de la fuente .....	70
Figura 4.1.2.1. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un Convertidor <i>Luo</i> con aislamiento de alta frecuencia. ....	73
Figura 4.1.2.2. Convertidor <i>Luo</i> con aislamiento de alta frecuencia. ....	74
Figura 4.1.2.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor <i>Luo</i> . ....	74
Figura 4.1.3.1. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un convertidor <i>Cuk</i> no aislado con puente rectificador. ....	76
Figura 4.1.3.2. Convertidor <i>Cuk</i> Aislado sin Puente Rectificador. ....	77
Figura 4.1.3.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor <i>Cuk</i> .....	77
Figura 4.1.4.1. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un convertidor <i>Cuk</i> aislado sin puente rectificador. ...	78
Figura 4.1.4.2. Convertidor <i>Cuk</i> con aislamiento de alta frecuencia.....	79
Figura 4.1.4.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor <i>Cuk</i> .....	80
Figura 4.2.1. Potencia activa promedio entregada por la red de AC - Potencia activa promedio consumida por el motor (Vatios).....	83
Figura 4.3.3.1. Respuesta de la velocidad del motor ante la variación del parámetro $K_p$ del controlador PI (RPM).....	84
Figura 4.3.3.2. Respuesta de la velocidad del motor ante la variación del parámetro $K_i$ del controlador PI (RPM).....	85

# Lista de tablas

Tabla 4.1.1.1. Parámetros del motor BLDC.....	66
Tabla4.1.1.2. Parámetros del convertidor <i>Zeta</i> aislado y filtro LC .....	67
Tabla4.1.2.1. Parámetros del convertidor <i>Luo</i> aislado y filtro LC .....	70
Tabla4.1.2.2. Valores de las variables de interés en estado estacionario .....	73
Tabla4.1.3.1. Parámetros del convertidor <i>Cuk</i> no aislado.....	73
Tabla4.1.3.2. Valores de las variables de interés en estado estacionario .....	76
Tabla4.1.4.1. Parámetros del convertidor <i>Cuk</i> aislado y filtro LC.....	77
Tabla4.1.4.2. Valores de las variables de interés en estado estacionario .....	78
Tabla 4.3.1.1. Variación de la constante $K_p$ del controlador PI del convertidor <i>Zeta</i> aislado. ....	80
Tabla 4.3.1.2. Variación de la constante $K_i$ del controlador PI convertidor <i>Zeta</i> aislado. ....	80
Tabla 4.3.2.1. Variación de la constante $K_p$ del controlador PI del convertidor <i>Luo</i> aislado.....	81
Tabla 4.3.2.2. Variación de la constante $K_i$ del controlador PI del convertidor <i>Luo</i> aislado.....	81
Tabla 4.3.3.1. Variación de la constante $K_p$ del controlador PI del convertidor <i>Cuk</i> aislado.....	82
Tabla 4.3.3.2. Variación de la constante $K_i$ del controlador PI del convertidor <i>Cuk</i> aislado.....	82
Tabla 4.4.1.1. Variación del inductor del filtro LC a la entrada del convertidor <i>Zeta</i> aislado.....	86
Tabla 4.4.1.2. Variación del condensador del filtro LC a la entrada del convertidor <i>Zeta</i> aislado.....	86
Tabla 4.4.2.1. Variación del inductor del filtro de entrada del convertidor <i>Luo</i> aislado .....	87
Tabla 4.4.2.2. Variación del condensador del filtro de entrada del convertidor <i>Luo</i> aislado.....	88
Tabla 4.4.3.1. Variación de los parámetros del filtro de entrada del convertidor <i>Cuk</i> aislado.....	88
Tabla 4.5.1. Comparación de los parámetros de interés obtenidos para los convertidores <i>Zeta</i> , <i>Luo</i> y <i>Cuk</i> .....	89

# Introducción

Los motores de corriente continua sin escobillas (BLDC por sus siglas en inglés *BrushLess DC motor*), están adquiriendo cada vez más fuerza en aplicaciones de baja y media potencia [1], hasta el punto de desplazar casi en su totalidad a los motores de inducción [2] debido a su alta eficiencia de trabajo [3, 4], pérdidas energéticas mínimas [5], buena relación costo/beneficio [6-8], gran robustez [9, 10], baja demanda en mantenimiento [11], entre otras. Los motores BLDC se utilizan en gran variedad de aplicaciones robóticas [12-14] y aeroespaciales [15-17], en el ámbito industrial [18, 19], automatización [20-22], equipos y dispositivos médicos [23], sistemas de control [24, 25], dispositivos para vehículos [26-29] y para el hogar [30], entre otros. Estos motores generalmente se alimentan a través de un puente rectificador de diodos y un condensador DC de enlace [31], lo cual genera gran distorsión por componentes armónicos y, en consecuencia, presentan factores de potencia muy bajos. En los últimos años se ha venido corrigiendo este problema con los avances de la electrónica de potencia, logrando alcanzar mayor calidad al sustituir el puente rectificador y el condensador por convertidores con aislamiento de alta frecuencia [32], lo que ha contribuido a obtener baja distorsión armónica total y un factor de potencia cercano a la unidad.

Ahora bien, con el afán por cumplir la normatividad respecto a contenido armónico permitido por cargas individuales hacia la red eléctrica [33], se han venido perfeccionando diferentes alimentadores para los motores de DC sin escobillas, que mejoran la calidad de la energía, sin tener en cuenta el consumo energético extra que demandan dichos convertidores cuando son adicionados al sistema.

Teniendo en cuenta los anteriores aspectos, podría plantearse un conflicto de objetivos entre calidad de energía eléctrica y eficiencia de conversión, y de esta manera, poder determinar cuál de los convertidores ofrece el mejor compromiso en cuanto a los intereses expuestos (calidad de energía eléctrica y eficiencia de conversión).

Para realizar la evaluación planteada como interés primario de esta investigación, se han utilizado los modelos de los convertidores encontrados en la literatura, así como

también, los modelos de simulación del inversor y del motor encontrados en *Mathworks*. Por otra parte, vale la pena resaltar que los medidores de factor de potencia monofásico y trifásico implementados en simulación, los cuales están basados en la definición más actual del estándar IEEE (Std 1459 - 2010)[34], quedan como uno de los aportes investigativos de este proyecto, ya que no se evidencian en el estado del arte.

# Capítulo 1

## 1. Fundamentos teóricos y estructurales del proyecto

En este capítulo se presentan los fundamentos teóricos necesarios para abordar el proyecto, así mismo, se presentan los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk* y finalmente, se exponen los componentes del sistema caso de estudio simulados con la herramienta *Simulink* de MATLAB.

### 1.1. Funcionamiento del Motor de DC sin escobillas

#### 1.1.1. Estructura básica

El principio de diseño de un motor BLDC [31] es reemplazar el conmutador mecánico mediante el uso de un interruptor eléctrico. En los motores de corriente continua tradicionales las escobillas se utilizan para la conmutación, haciendo que las direcciones del campo magnético principal y el campo magnético inducido sean perpendiculares entre sí cuando el motor está en marcha. Para efectos de realizar la conmutación sin contacto mecánico, las escobillas fueron eliminadas después de que el "motor de corriente directa invertida" fuera desarrollado, por lo que, el devanado de armadura y el imán fueron ubicados en los lados del estator y del rotor por separado. Con el fin de controlar la velocidad y dirección de rotación del motor se incluyeron: un sensor de posición del rotor, un sistema de control, junto con un inversor de potencia. La Figura 1.1.1.1. muestra un sistema experimental de un motor BLDC. En comparación con otros tipos de motores, el motor BLDC es excitado por una onda cuadrada, de modo que tiene muchas ventajas, tales como una mayor utilización del imán permanente, menor tamaño, par motor más grande, alta eficiencia y confiabilidad,



extensión de la vida útil y ahorro de energía. Por lo tanto, el motor BLDC juega un papel muy importante en la mejora de la calidad de un sistema.

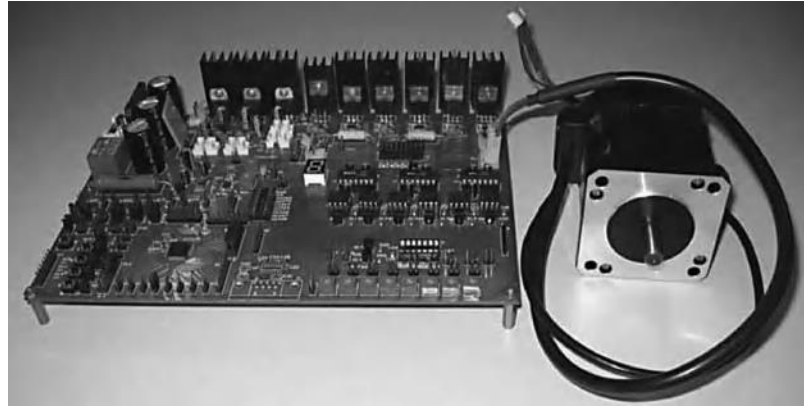


Figura 1.1.1.1. Sistema experimental de un motor BLDC (Tomada de [31]).

Un motor BLDC contiene un estator y un rotor de imán permanente, que es similar al de un motor síncrono de imán permanente (PMSM). La imagen en sección transversal de un motor BLDC de cuatro polos se muestra en la Figura 1.1.1.2.

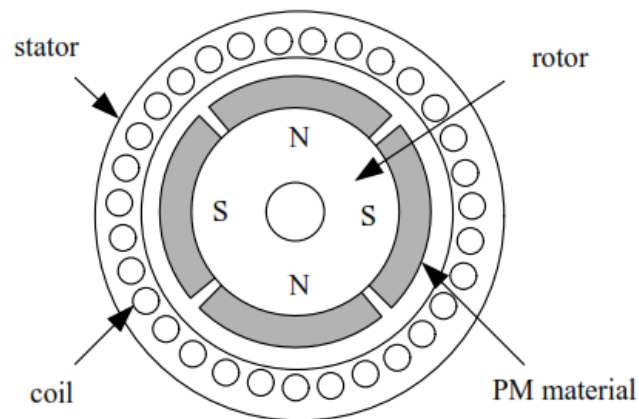


Figura 1.1.1.2. Sección transversal de un motor BLDC (Tomada de [31]).

### **1.1.2. Núcleos del estator**

La estructura del estator [31] del motor BLDC es similar a la de un motor síncrono general o al de un motor de inducción. Los devanados simétricos de fase única o múltiple están incrustados en el núcleo de hierro, el cual puede ser conectado en “Y” o delta “ $\Delta$ ”. Considerando el rendimiento y costo del sistema, el tipo “Y” es el más usado, en el cual los tres devanados de fase están conectados simétricamente sin un punto neutral. Se debe tener en cuenta que en el motor de DC sin escobillas tradicional, el devanado del inducido se coloca en el rotor, mientras que el devanado de la armadura se instala en el lado del estator, causando un menor calentamiento.

### **1.1.3. Devanados**

Los tipos de devanado comunes [31] utilizados en los motores BLDC son devanados concentrados de paso completo. Los diferentes tipos de devanados pueden afectar la forma de onda de la fuerza contra electromotriz y el rendimiento del motor.

### **1.1.4. Rotor de imán permanente**

El rotor [31] del motor BLDC está constituido por imanes permanentes con ciertos pares de polos incrustados en la superficie o el interior del núcleo de hierro. En la actualidad, los imanes permanentes se hacen generalmente usando materiales magnéticos de tierras raras, que tienen ventajas de alta coercitividad e intensidad remanente. Los aceros magnéticos permanentes en los motores BLDC, así como en los motores con escobillas, se utilizan para producir suficiente campo magnético en el entrehierro.

### **1.1.5. Sensor de posición**

Los sensores de posición [31] instalados en el motor pueden detectar la posición del rotor y transformarla en una señal eléctrica, proporcionando la información de conmutación correcta para el circuito del interruptor lógico, por lo tanto, se obtiene la conmutación de corriente adecuada de los devanados de acuerdo con la información de la posición del rotor, y el rotor de imán permanente girará continuamente debido a la intensificación del campo magnético de rotación generado por la corriente en el espacio de aire. Hay varios tipos de sensores de posición y cada uno tiene sus

propias características. En la actualidad, una amplia gama de sensores electromagnéticos, fotoeléctricos y magnéticos se han utilizado en motores BLDC. El sensor de efecto *Hall*, como sensor magnético, tiene ventajas tales como: volumen compacto, bajo precio y fácil manejo, por lo tanto se usa comúnmente en los sistemas de control del motor BLDC como sensor de posición del rotor.

#### **1.1.6. Primeros enfoques de control**

Las primeras líneas de investigación en motores BLDC se enfocaron en esquemas de control de velocidad, tales como el sistema clásico de doble lazo [35-38], los métodos basados en algoritmos inteligentes como las redes neuronales [39-41] los algoritmos genéticos y la lógica difusa [42-44]. Además, la influencia de los parámetros internos del motor en el comportamiento del sistema ha sido estudiada [45-48]. Por otro lado, basándose en la teoría de control moderno y los algoritmos inteligentes, se han planteado varios métodos de detección de la posición angular del eje del motor BLDC sin necesidad de sensores [49, 50].

#### **1.1.7. Control de velocidad**

El control de velocidad [31] del motor BLDC juega un papel muy importante en el control de los motores modernos. Los métodos de control suelen dividirse en dos tipos principales: lazo abierto y lazo cerrado. El control de velocidad en doble lazo cerrado es común en los sistemas de control. El lazo interior es el correspondiente a la corriente o el par, mientras que el lazo exterior es el de velocidad o de tensión. Cuando el motor funciona en modo normal o gira por debajo de la velocidad nominal, la tensión de entrada de la armadura se cambia a través de la estrategia de modulación PWM; cuando el motor funciona por encima de la velocidad nominal, por lo general se reduce el flujo por medio de la inyección de corriente de excitación para lograr el objetivo. Un sistema de control de velocidad de un motor BLDC en general, implica muchas técnicas.

## **1.2. Factor de potencia en sistemas con cargas no lineales**

En la última década se ha incrementado circunstancialmente la preocupación por un máximo aprovechamiento de la energía eléctrica, tanto por parte de los productores como de los usuarios. Si bien, los avances en áreas como la electrónica de potencia han permitido aumentar la eficiencia de los equipos eléctricos, éstos representan cargas no lineales que pueden deteriorar la calidad de la energía entregada por las compañías generadoras de electricidad. A pesar de que también distorsionan la onda fundamental de voltaje de 60Hz, la principal característica por la cual se les denomina cargas no lineales, es la gran distorsión que producen sobre la corriente que le demandan a la línea de alimentación alterna, debido a la generación inherente de armónicos. En este sentido, las cargas resistivas, inductivas y capacitivas se consideran cargas lineales, ya que demandan una corriente prácticamente sinusoidal.

Un armónico, según la norma IEEE-519-2014[33], está definido como el contenido de la señal, cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. Su presencia puede ocasionar una gran variedad de problemas, tanto al suministro eléctrico como a los usuarios; por ejemplo: sobrecalentamiento, mal funcionamiento de las plantas eléctricas, así como en sistemas circundantes a los que producen la contaminación armónica, resonancias, interferencia electromagnética con equipos de comunicación, etc.

La eficiencia en el suministro de potencia desde la fuente hacia la carga, se reduce típicamente debido al desplazamiento de fase entre tensión y corriente a la frecuencia fundamental. El cambio de fase se produce, en gran medida, debido a los flujos de energía que caracterizan, por ejemplo, a los motores eléctricos que se dominan carga agregada, entonces es aquí donde el factor de potencia entra a desempeñar su importante papel.

Los fenómenos de energía en los sistemas eléctricos, son a menudo mal interpretados. Esto se relaciona con la potencia reactiva que se produce, por ejemplo, en los sistemas trifásicos sin oscilación de energía entre la fuente de alimentación y la carga, así como se produce en los sistemas variantes en el tiempo

sin capacidad de almacenamiento de energía. Se ha demostrado que la aritmética y las potencias aparentes geométricas, utilizadas comúnmente en sistemas trifásicos, no caracterizan la carga de alimentación correctamente cuando esta está desequilibrada. Por esta razón y por muchas más, se ha hecho necesario ampliar la definición de potencia reactiva (o inactiva), para lograr extender los diversos métodos de compensación. Muchas herramientas de diseño utilizadas (por ejemplo, las basadas en el concepto de "potencia reactiva instantánea"[52]) se caracterizan exclusivamente en el dominio del tiempo. Su aplicación a veces da lugar a la introducción de los armónicos que no estaban presentes en las formas originales de onda. Esto, a su vez, puede excitar dinámicas no modeladas.

La relación entre la potencia, los volt -amperios reactivos y el factor de potencia, en términos de los sistemas eléctricos se abordan para las fuerzas electromotrices y las corrientes, en su mayoría, sinusoidales. La creciente demanda en la gestión eficiente de la energía y su transformación, junto con demandas sobre reducción en la generación de armónicos, anchos de banda superiores y confiabilidad, hacen que sean necesarios los dispositivos de diseño (por ejemplo, controladores, compensadores, filtros, etc.), que garanticen que un sistema pueda cumplir con ciertas expectativas. Estos dispositivos suelen ser desarrollados y estudiados para el uso de enfoques en las señales lineales. Sin embargo, ya que prácticamente todos los sistemas modernos de análisis son altamente complejos e inherentemente no lineales, la linealidad y las técnicas de diseño pueden llegar a ser insuficientes para garantizar ciertos comportamientos predeterminados, robustez y fiabilidad en todas las condiciones, sobre todo si el sistema (controlado o compensado), está sujeto a cambios grandes de consigna, disturbios, o errores que hacen que el sistema se desvíe de su punto nominal de funcionamiento.

Para el cálculo del factor de potencia en[51], se hace uso de las siguientes expresiones de potencia aparente, definidas como:

$$S_A = V_R I_R + V_S I_S + V_T I_T \quad (1)$$

Donde  $S_A$  es la potencia aparente aritmética para un sistema trifásico,  $V_{R,S,T}$  e  $I_{R,S,T}$  son los respectivos voltajes y corrientes de cada fase.

$$S_G = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2)$$

Donde  $S_G$  es la potencia aparente geométrica,  $P$  es la potencia activa y  $Q$  es la potencia reactiva. Y,

$$S_B = \sqrt{I_R^2 + I_S^2 + I_T^2} \sqrt{V_R^2 + V_S^2 + V_T^2} \quad (3)$$

Donde  $S_B$  es la potencia aparente de Buchholtz [53] para un sistema trifásico,  $V_{R,S,T}$  e  $I_{R,S,T}$  son los respectivos voltajes y corrientes de cada fase.

De esta manera, el factor de potencia será dado por la siguiente expresión:

$$\lambda = \cos \varphi = \frac{p}{S_{A,G,B}} \quad (4)$$

Donde  $\lambda$  es el factor de potencia,  $\varphi$  es el ángulo comprendido entre la potencia activa ( $p$ ) y la potencia aparente ( $S_{A,G,B}$ ) en su forma aritmética, geométrica o de Buchholtz.

Las definiciones de potencia aparente definidas en (1), (2) y (3) no cumplen para todos los casos con el principio de conservación de energía y hay debate por la forma en que se calculan, razón por la cual son objetadas por la siguiente definición [52]:

Sea,

$$M = VI \quad (5)$$

Donde  $M$  es el multivector de potencia activa instantánea,  $V$  es el voltaje e  $I$  la corriente.

Ahora, se tiene que,

$$\|M\| = \sqrt{\langle \tilde{M}M \rangle_0} \quad (6)$$

Donde  $\|M\|$  es la potencia aparente neta y  $\tilde{M}$  es el reverso del multivector de potencia.

De esta manera, el factor de potencia será dado por la siguiente expresión:

$$\cos d = \frac{(M)_0}{\|M\|} \quad (7)$$

Donde  $d$  es el ángulo comprendido entre la potencia activa  $(M)_0$  y la potencia aparente neta  $(\|M\|)$ . Esta definición está basada en la utilización del álgebra geométrica [53], razón por la cual es posible la demostración física, además, cumple con el principio de conservación de energía para todos los casos.

La tercera forma de calcular el factor de potencia está consignada en el estándar IEEE Std 1459 – 2010[34], el cual consiste en el cociente entre el producto punto del voltaje y la corriente, sobre el producto de la norma del voltaje por la norma de la corriente, es decir:

$$FP = \frac{\langle v_s, i_s \rangle}{\|v_s\| \|i_s\|} \quad (8)$$

Donde  $FP$  es el factor de potencia;  $\langle v_s, i_s \rangle$  equivale a la potencia activa, definida como:

$$P = \langle v_s(t), i_s(t) \rangle = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v_s^T(t) i_s(t) dt \quad (9)$$

$\|v_s\|$  y  $\|i_s\|$  representan respectivamente las normas euclidianas de las señales  $v_s(t)$  e  $i_s(t)$

$$\|v_s(t)\| = \sqrt{\langle v_s(t), v_s(t) \rangle} \quad (10)$$

y  $\|v_s\| \|i_s\|$  es la potencia aparente.

Vale la pena aclarar que el tema del cálculo de potencia aparente es controversial y continúa en estudio por su complejidad. Ninguna de las tres definiciones ha logrado aceptación total por parte de la comunidad científica, sin embargo, es necesario calcular el factor de potencia, y para esto se ha utilizado la definición más actual del estándar IEEE Std 1459 – 2010[34].

# 1.3. Sistemas electrónicos para el control del factor de potencia

En esta sección se hará una revisión bibliográfica sobre los convertidores electrónicos correspondientes al caso de estudio, para el control del factor de potencia percibido por la red de AC que alimenta al sistema de rectificación en los motores BLDC.

## 1.3.1. Convertidor Zeta aislado

En [54] se propone el control de velocidad y posición con corrección del factor de potencia para un motor BLDC con alimentación monofásica, seguida por un puente rectificador de diodos y un convertidor Zeta con aislamiento de alta frecuencia (ver Figura 1.3.1.1), esto propuesto como una solución rentable para aplicaciones de baja potencia. La estrategia de control implementada corresponde a un controlador proporcional – integral (PI).

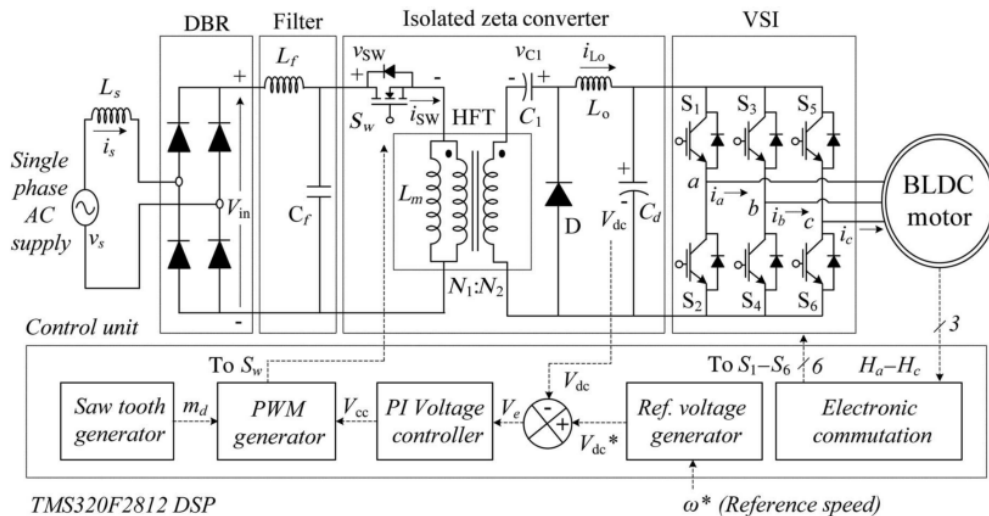


Figura 1.3.1.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor Zeta aislado (Tomada de [54]).



### 1.3.2. Convertidor *Luo*

En [55] se busca garantizar la máxima transferencia de energía con óptimo rendimiento, basándose en un convertidor *Luo* con aislamiento de alta frecuencia con mejoras de calidad de energía en la red de AC. En este esquema (ver Figura 1.3.2.1.) se utiliza el cambio a baja frecuencia de conmutación para reducir pérdidas asociadas a los seis interruptores de estado sólido del inversor.

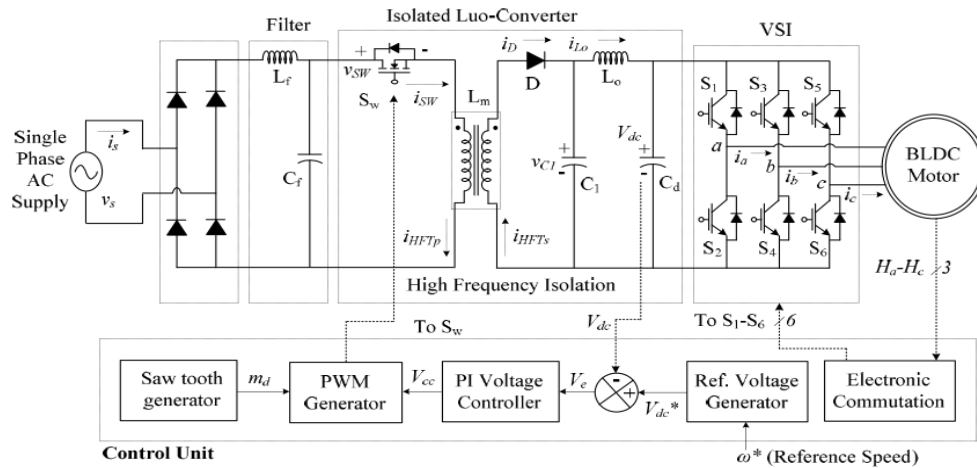


Figura 1.3.2.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor *Luo* con aislamiento de alta frecuencia (Tomada de [55]).

### 1.3.3. Convertidor *Cuk* aislado sin puente rectificador

A diferencia de los trabajos anteriores, en [56] se presenta la corrección del factor de potencia mediante un convertidor *Cuk* aislado sin puente rectificador para el control de velocidad del motor de DC sin escobillas (ver Figura 1.3.2.1). Esto permite el funcionamiento de los interruptores del inversor a la frecuencia fundamental de la tensión de alimentación lo que reduce las pérdidas por conmutación.

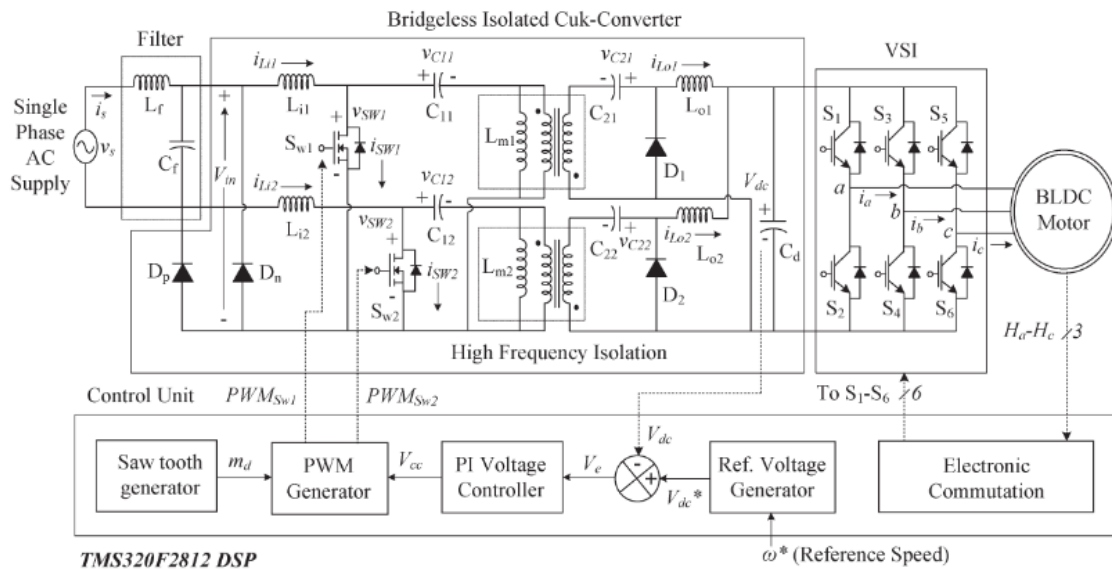


Figura 1.3.3.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor CUK aislado sin puente rectificador (Tomada de [56]).

## 1.4. Componentes del sistema caso de estudio

En esta sección se presentan los componentes del sistema caso de estudio, simulados con la herramienta *Simulink* de MATLAB.

### 1.4.1. Puente rectificador de diodos de onda completa

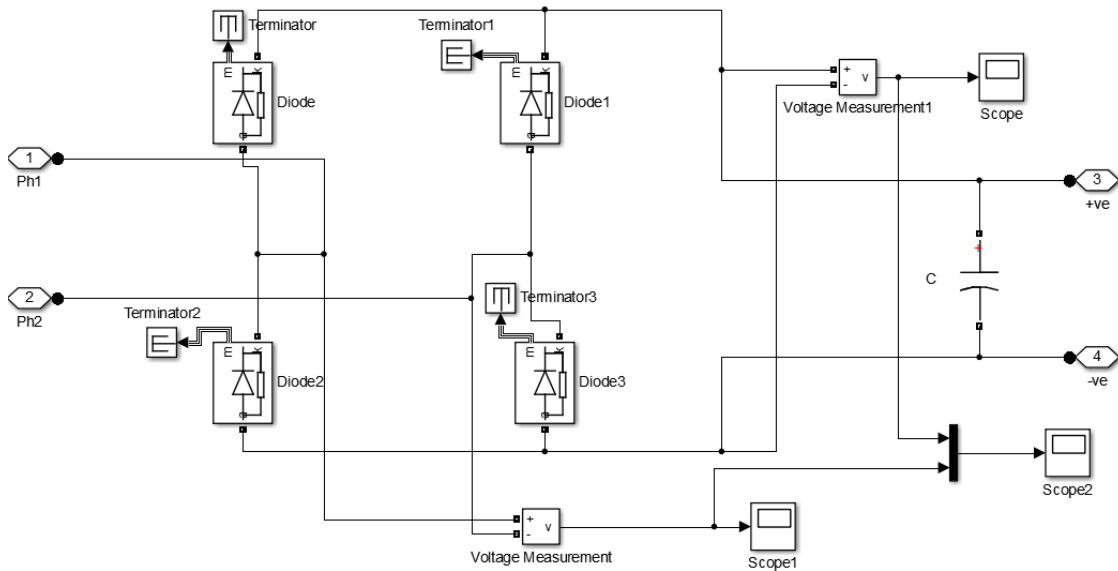


Figura 1.4.1.1. Puente rectificador de diodos de onda completa.

Empleado para convertir una señal de corriente alterna de entrada ( $v_i$ ) en corriente de salida ( $v_o$ ) pulsante. A diferencia del rectificador de media onda, en este caso, la parte negativa de la señal se convierte en positiva. Se emplean cuatro diodos y un condensador (ver Figura 1.4.1.1.) para obtener la tensión de salida rectificada.

### 1.4.2. Convertidor *Cuk* no aislado

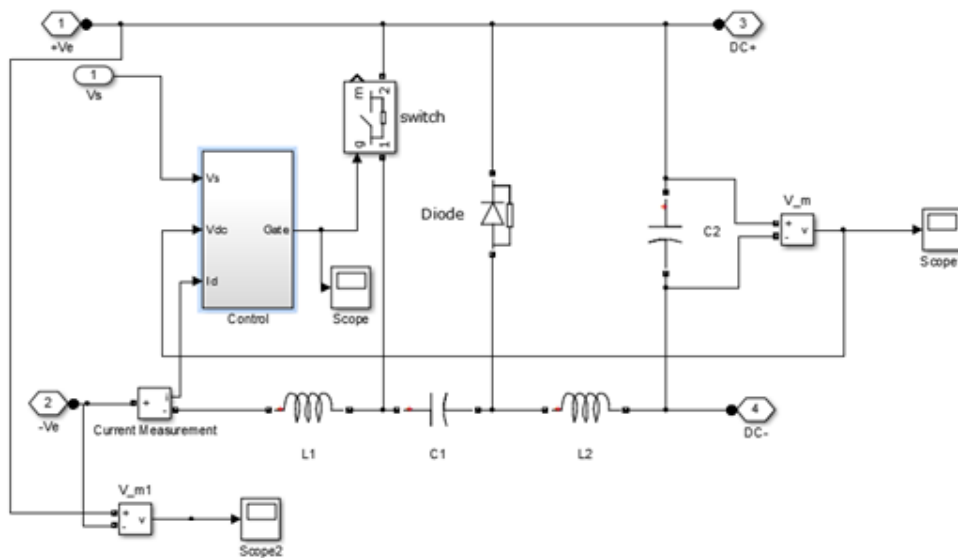


Figura 1.4.2.1. Convertidor *Cuk* no aislado.

El convertidor *Cuk* no aislado es un tipo de convertidor DC/DC. Solo puede tener polaridad opuesta entre su entrada y su salida. Se compone de dos inductores, dos condensadores, un interruptor (normalmente un transistor Mosfet) y un diodo.

### 1.4.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor *Cuk*

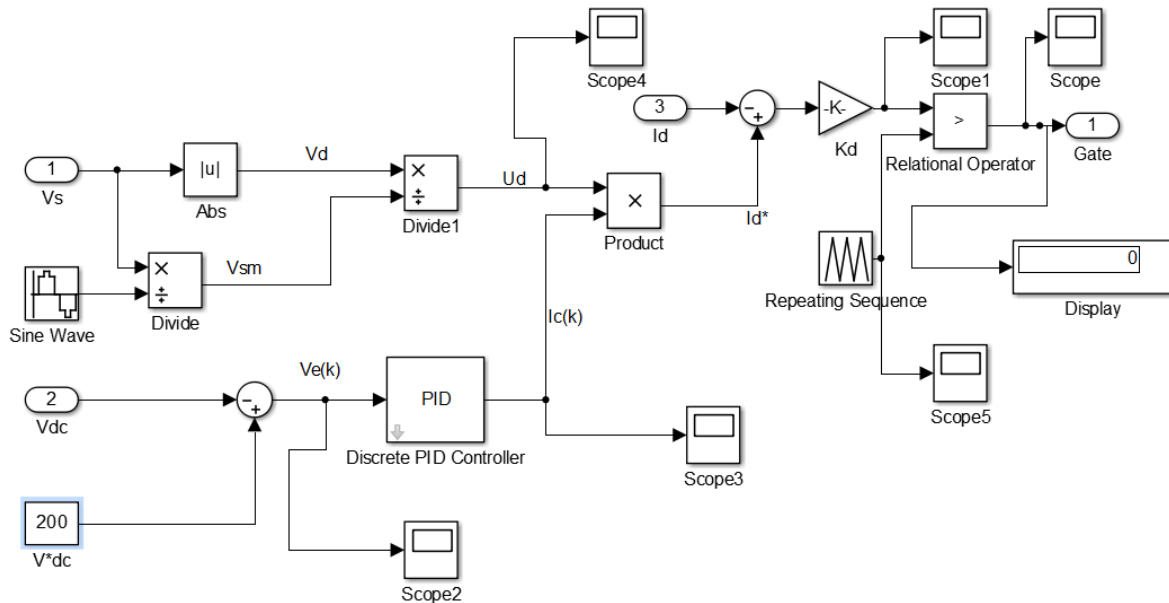


Figura 1.4.3.1. Esquema de control de voltaje del Convertidor *Cuk*.

El Controlador de voltaje PI monitorea el error de velocidad como un error de voltaje equivalente y genera la señal de control  $i_c(k)$  para minimizarlo. La corriente de referencia de entrada del convertidor *Cuk* ( $i_d^*$ ) es comparada con la corriente  $i_d$  medida después del rectificador (ver Figura 1.4.3.1) para generar el error de corriente  $\Delta i$ . Este error de corriente es amplificado por la ganancia  $k_d$  y comparada con una señal diente de sierra de alta frecuencia ( $m_d$ ) para así obtener la señal  $f_w$  del Mosfet (ver Figura 1.4.3.1).

### 1.4.4. Inversor DC/AC

A este inversor ingresan las señales provenientes de los sensores de efecto Hall alojados en el rotor del motor. Este inversor es utilizado como un conmutador electrónico para operar el motor DC sin escobillas (ver Figura 1.4.4.1).

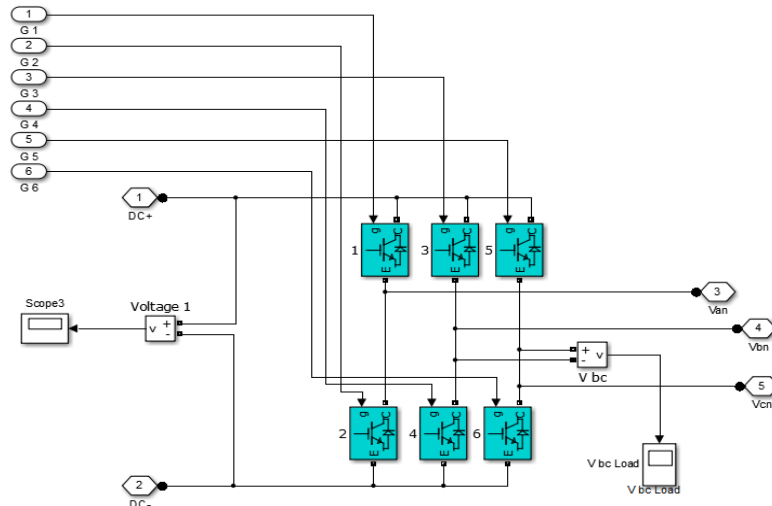


Figura 1.4.4.1. Inversor DC/AC.

### 1.4.5. Medidor de Factor de Potencia percibido por la red de AC

Haciendo uso de la definición de Factor de potencia determinada en (8), se realiza la implementación del medidor de factor de potencia en Simulink.

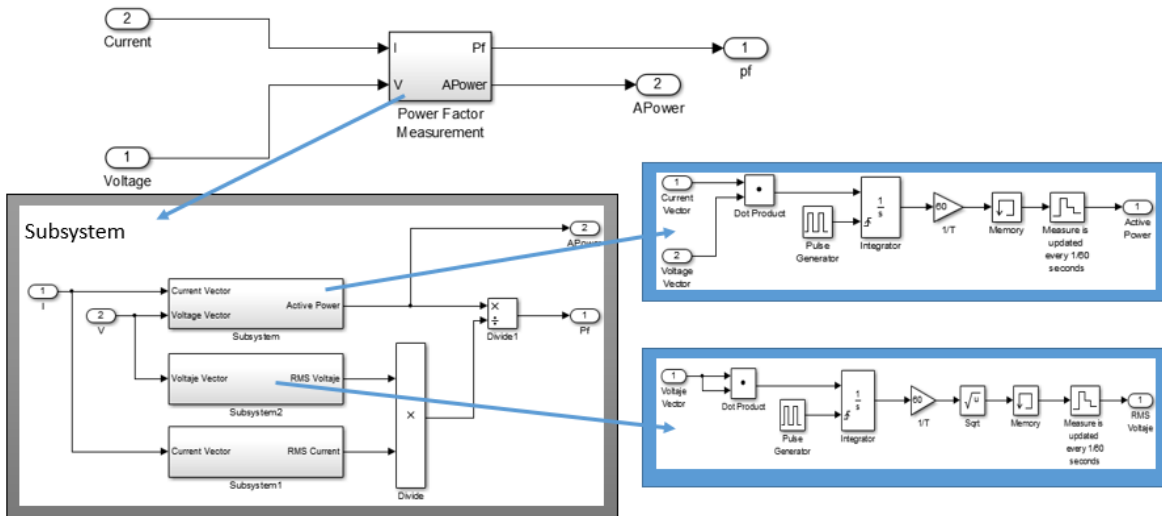


Figura 1.4.5.1. Medidor de Factor de Potencia monofásico percibido por la fuente de alimentación AC.

Teniendo en cuenta que el factor de potencia está definido como el cociente entre la potencia activa y la potencia aparente, se toman las señales de voltaje y corriente de la red de AC (ver Figura 1.4.5.1.) y se operan de la siguiente manera:

$$p(t) = \langle v(t), i(t) \rangle = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v^T(t) i(t) dt \quad (11)$$

Donde  $p$  es la potencia activa,  $v$  es el voltaje,  $i$  es la corriente y  $T_0$  es el periodo fundamental de estas señales.

De esta manera, se realiza el producto punto del voltaje por la corriente. Este valor se integra de 0 a  $T_0$ , se multiplica por la frecuencia, se almacena y se actualiza cada  $1/60$  segundos (ver Figura 1.4.5.2.).

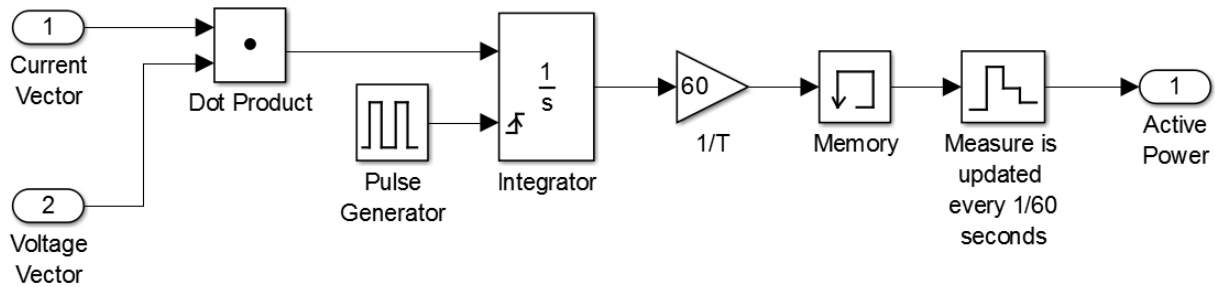


Figura 1.4.5.2. Cálculo de la potencia activa.

Ahora, se halla la potencia aparente (producto entre la norma del voltaje por la norma de la corriente) de la siguiente manera:

$$\|v(t)\| = \sqrt{\langle v(t), v(t) \rangle} \quad (12)$$

Donde  $\|v(t)\|$  es la norma del voltaje.

De forma similar al caso anterior, se realiza el producto punto del voltaje por él mismo. Este valor se integra de 0 a  $T_0$ , se multiplica por la frecuencia, se saca la raíz cuadrada, se almacena y se actualiza cada  $1/60$  segundos (ver Figura 1.4.5.2.).

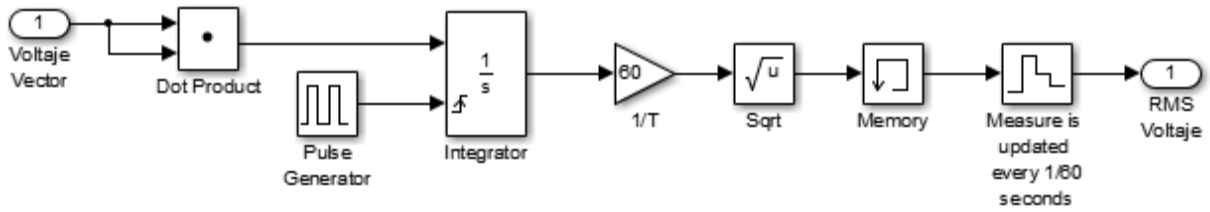


Figura 1.4.5.3. Cálculo de la norma del voltaje.

$$\|i(t)\| = \sqrt{\langle i(t), i(t) \rangle} \quad (13)$$

Donde  $\|i(t)\|$  es la norma de la corriente. Para el cálculo de la norma de la corriente se utiliza el mismo procedimiento que para el voltaje (ver Figura 1.4.5.3).

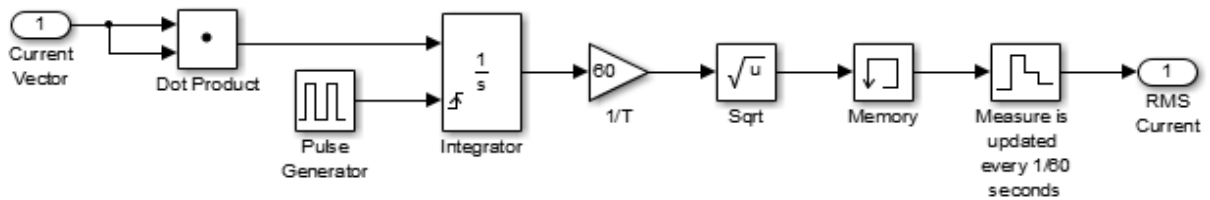


Figura 1.4.5.4. Cálculo de la norma de la corriente.

Finalmente, se obtienen las normas del voltaje y la corriente respectivamente. Se multiplican y se obtiene la potencia aparente.

### 1.4.6. Medidor de Factor de Potencia trifásico percibido por el motor BLDC

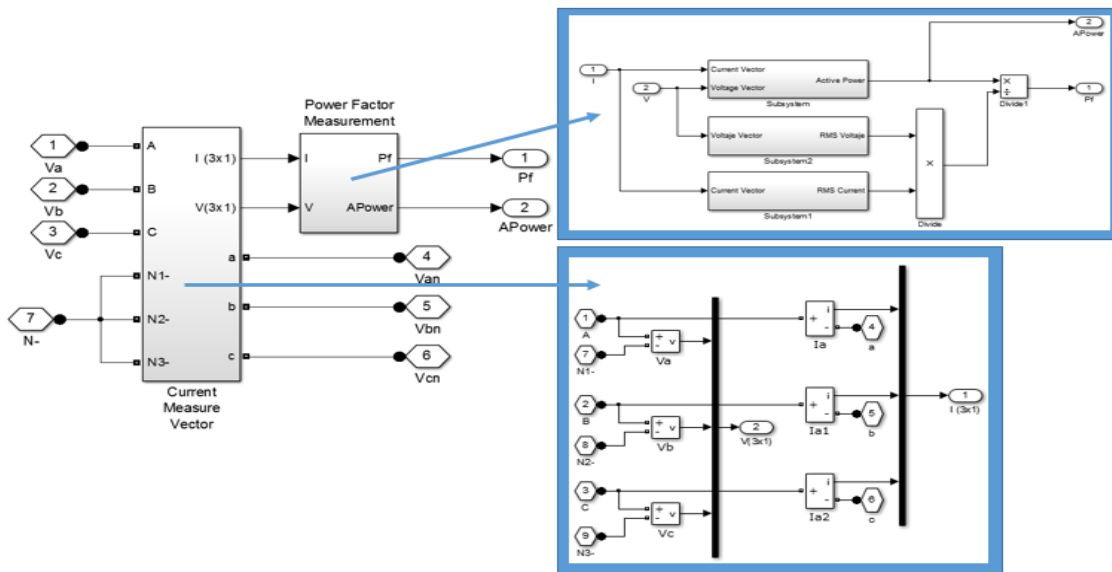


Figura 1.4.6.1. Medidor de Factor de Potencia trifásico percibido por el motor BLDC.

Para el cálculo del factor de potencia trifásico del motor BLDC, se conforman dos vectores de  $(3 \times 1)$ , uno con los voltajes y otro con las corrientes de cada línea y se operan de igual manera que en el medidor de factor de potencia monofásico (ver Figura 1.4.6.2).

### 1.4.7. Motor de DC sin escobillas

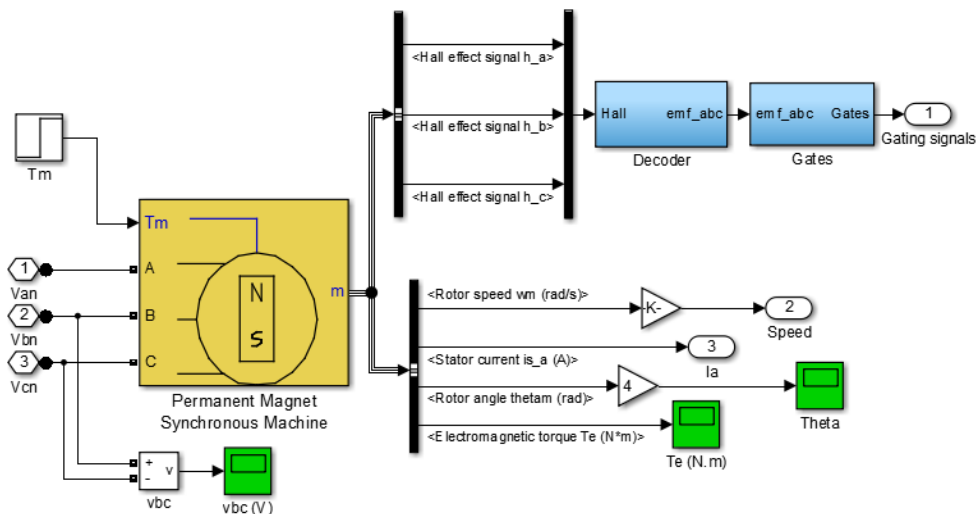


Figura 1.4.7.1. Máquina síncrona de imán permanente.



Este esquema simula el comportamiento de un motor de DC sin escobillas. Al tomar las señales de efecto Hall, codificarlas, convertirlas en señales de disparo y direccionarlas a los conmutadores de estado sólido del inversor, se controla la velocidad del motor.

# Capítulo 2

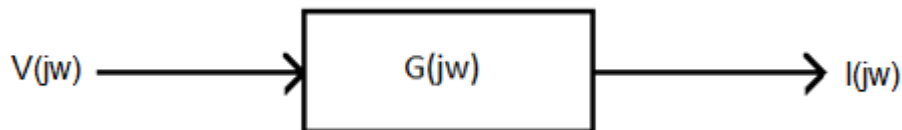
## 2. Estudio del comportamiento dinámico del sistema caso de estudio

En este capítulo se ha realizado el análisis matemático y la simulación del comportamiento dinámico del sistema (alimentador conformado por la fuente AC, un puente rectificador de diodos más un convertidor DC/DC; un inversor DC/AC y el motor). Se realizó el cálculo de la potencia activa entregada por el alimentador del motor, así como también, el análisis del factor de potencia y la distorsión armónica total de la corriente suministrada por la red de AC, en función de los parámetros del filtro LC de la entrada del convertidor.

### 2.1. Potencia activa entregada por el puente rectificador de diodos de onda completa

#### 2.1.1. Cálculo de la señal de salida del sistema, en función de la señal de entrada y de la función de transferencia

Considerando el siguiente circuito eléctrico representado por la función de transferencia  $G(j\omega)$ ,



Donde  $V(j\omega)$  es la entrada (voltaje)  $I(j\omega)$  es la salida (corriente), se tiene que,

$$V(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_0 t + \theta_k) \quad (14)$$

Aplicando el principio de superposición se obtiene la serie de Fourier de la señal de salida en estado estacionario en función de la serie de Fourier de la entrada y de la función de transferencia del sistema,

$$I(t) = a_0 |G(j\omega_0)| + \sum_{k=1}^{\infty} a_k |G(jk\omega_0)| \cos(k\omega_0 t + \theta_k + \angle G(jk\omega_0)) \quad (15)$$

Siendo  $T_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  el periodo fundamental de la señal,  $|G(jk\omega_0)|$  la magnitud de  $G(jk\omega_0)$  y  $\angle G(jk\omega_0)$  su fase. Estos valores vienen dados por las siguientes expresiones:

$$|G(jk\omega_0)| = \sqrt{G_R(j\omega)^2 + jG_I(j\omega)^2}$$

$$\angle G(jk\omega_0) = \tan^{-1} \left( \frac{G_I(jk\omega_0)}{G_R(jk\omega_0)} \right)$$

$G_R(jk\omega_0)$  y  $G_I(jk\omega_0)$  corresponden respectivamente a las partes real e imaginaria de  $G(jk\omega_0)$ .

### 2.1.2. Cálculo de la potencia activa entregada por el puente rectificador a un circuito eléctrico lineal

Se desea calcular la potencia activa entregada por el puente rectificador,

$$\bar{P} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} V(t)I(t) dt \quad (16)$$

Al reemplazar las expansiones en series de Fourier de las señales  $V(t)$  e  $I(t)$ , (14) y (15) respectivamente, en la expresión (16), se obtiene

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T a_0^2 |G(j\omega_0)| + \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2 |G(jk\omega_0)| \cos(k\omega_0 t + \theta_k) \cos(k\omega_0 t + \theta_k + \angle G(jk\omega_0)) dt \quad (17)$$

Para la deducción de la expresión (17), se utilizó la siguiente propiedad de las señales sinusoidales:

$$\int_0^T \cos(kw_0t + \theta_k) \cos(lw_0t + \theta_l) dt = 0$$

$$\forall k \neq l; \quad k, l \in N$$

Además, aplicando la identidad(18) a la expresión para la potencia activa en (17),

$$\cos(A) \cos(A + B) = \frac{\cos(2A + B)}{2} + \frac{\cos(B)}{2} \quad (18)$$

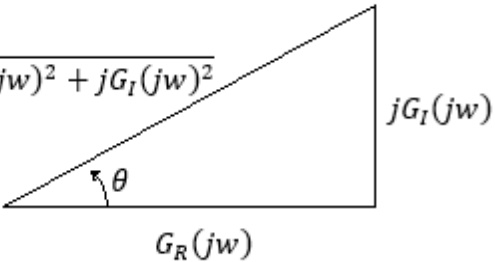
se tiene,

$$\begin{aligned} \bar{P} = & \frac{1}{T} \int_0^T a_0^2 |G(jkw_0)| dt + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2 |G(jkw_0)| \cos(2kw_0t + 2\theta_k) dt \\ & + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k^2}{2} |G(jkw_0)| \cos(\pm G(jkw_0)) dt \end{aligned} \quad (19)$$

El segundo término de la expresión (19) está constituido por una suma de integrales entre 0 y T de señales de periodo T, lo que implica que este valor es cero. De esta manera,

$$\bar{P} = a_0^2 |G(jkw_0)| + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k^2}{2} |G(jkw_0)| \cos(\pm G(jkw_0)) \quad (20)$$

De la expresión (20), se calcula  $|G(jkw_0)| \cos(\pm G(jkw_0))$  teniendo en cuenta el triángulo de potencias, así,

$$|G(jk\omega_0)| = \sqrt{G_R(j\omega)^2 + jG_I(j\omega)^2}$$


Donde,  $\theta = \angle G(jk\omega_0)$

Se tiene que,

$$\cos \theta = \frac{G_R(j\omega)}{|G(jk\omega_0)|} \quad (21)$$

Ahora, despejando  $|G(jk\omega_0)|$  de la expresión (21), se tiene que,

$$|G(jk\omega_0)| = \frac{G_R(j\omega)}{\cos \theta} \quad (22)$$

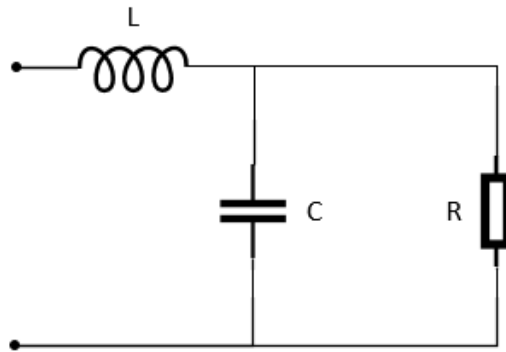
Finalmente, se reemplaza la expresión (22) en la expresión (20). De esta manera,

$$\bar{P} = a_0^2 |G(jk\omega_0)| + \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2 G_R(jk\omega_0) \quad (23)$$

Se obtuvo la expresión (23), la cual permite calcular la potencia activa entregada por una fuente de voltaje  $V(t)$  a un circuito eléctrico descrito por una función de transferencia  $G(j\omega)$ .

### 2.1.3. Cálculo de la potencia activa entregada por el puente rectificador a un filtro LC que precede una carga resistiva

Ahora, mediante el siguiente esquema circuital, se hace analogía del sistema caso de estudio, el cual presenta un filtro LC (inductancia y capacitancia) sujeto a una carga, de la siguiente manera:



Entonces, se determina la impedancia del circuito, así,

$$z(s) = Ls + \frac{\frac{R}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs}} = Ls + \frac{R}{RCs + 1} = \frac{RLCs^2 + Ls + R}{RCs + 1}$$

De esta manera,

$$z(s) = \frac{RLCs^2 + Ls + R}{RCs + 1} \quad (24)$$

Por lo tanto, de (24) obtenemos la función de transferencia del filtro, así

$$G(s) = \frac{RCs + 1}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (25)$$

Ahora, tomando (25) en la forma compleja, se tiene,

$$G(j\omega) = \frac{1 + jRC\omega}{(R - RLC\omega^2) + j\omega L} \quad (26)$$

Luego, aplicando el conjugado a la expresión (26), se obtiene,

$$G(j\omega) = \frac{(1 + jRC\omega)((R - RLC\omega^2) - j\omega L)}{(R - RLC\omega^2)^2 + \omega^2 L^2} \quad (27)$$

Se aplica la propiedad distributiva a (27), así,

$$G(j\omega) = \frac{(R - RLC\omega^2) + RLC\omega^2 + j(-\omega L + R^2C\omega + R^2LC^2\omega^3)}{(R - RLC\omega^2)^2 + \omega^2L^2} \quad (28)$$

Tomando la parte real de la expresión (28), se tiene,

$$G_R(j\omega) = \frac{R}{(R - RLC\omega^2)^2 + \omega^2L^2} \quad (29)$$

Luego, reemplazando (29) en la expresión (23), se obtiene,

$$\bar{P} = \frac{a_0^2}{R} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2 \frac{R}{R^2(1 - LC\omega^2)^2 + \omega^2L^2} \Big|_{\omega=k\omega_0} \quad (30)$$

De esta manera, se obtiene la potencia activa entregada por el puente rectificador. Mediante esta expresión, se realizará el análisis del comportamiento del sistema caso de estudio ante la variación de los parámetros del filtro LC.

Se desea construir la señal entregada por el puente rectificador mediante una serie de Fourier, de la forma,

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [c_k \cos(k\omega_0 t) + s_k \sin(k\omega_0 t)] \quad (31)$$

Con  $a_0 = 2A/\pi$  y coeficientes de la forma,

$$c_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos \omega_k t dt \quad (32)$$

$$s_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin \omega_k t dt \quad (33)$$

Donde  $A = 120 V$ ;  $\omega_0 = 120\pi$  y  $V(t) = A \sin(\omega_0 t)$ , siendo  $V(t)$  la señal de tensión de la red de AC

Luego, usando (32) y (33) se tiene que,

$$a_k = \sqrt{c_k^2 + s_k^2} \quad (34)$$

Y,

$$\theta_k = \tan^{-1} \frac{s_k}{c_k} \quad (35)$$

Ahora, se diseña el filtro haciendo uso de la función de transferencia hallada en (25), con  $R = 100\Omega$ ;  $C = 100\mu F$ ;  $L = \alpha / \omega_0^2 C$ ; siendo  $\alpha$  un parámetro de relación entre  $L$  y  $C$ .

Para el cálculo rápido se toman los 20 primeros armónicos y 20 puntos por periodo. De esta manera, hallamos el voltaje y la corriente en términos de series de Fourier, así,

$$V_{Fourier} = a_0 + \sum_2^{20} a_k \cos(k\omega_0 t + \theta_k) \quad (36)$$

Para obtener la corriente, se evalúa (25) en términos de frecuencia. De esta evaluación obtenemos la ganancia ( $\sigma = 0.754$ ) y la fase ( $\varphi = 1.5575$ ).

Luego,

$$I_{Fourier} = b_0 + \sum_2^{20} b_k \sigma \cos(k\omega_0 t + \theta_k + \varphi) \quad (37)$$

A partir de las expresiones (30) a (37), se realizarán las respectivas simulaciones para analizar el comportamiento del sistema.



## 2.2. Análisis de la potencia activa entregada por el puente rectificador

Se ha construido el voltaje y la corriente a partir de la expansión en series de Fourier de las respectivas señales del sistema. Para corroborar los cálculos, se compara (36) con la siguiente expresión,

$$V_n(t) = A|\sin(\omega_0 t)| \quad (38)$$

Siendo  $V_n(t)$ , el voltaje que sale del rectificador de onda completa. De esta manera se obtiene la siguiente figura,

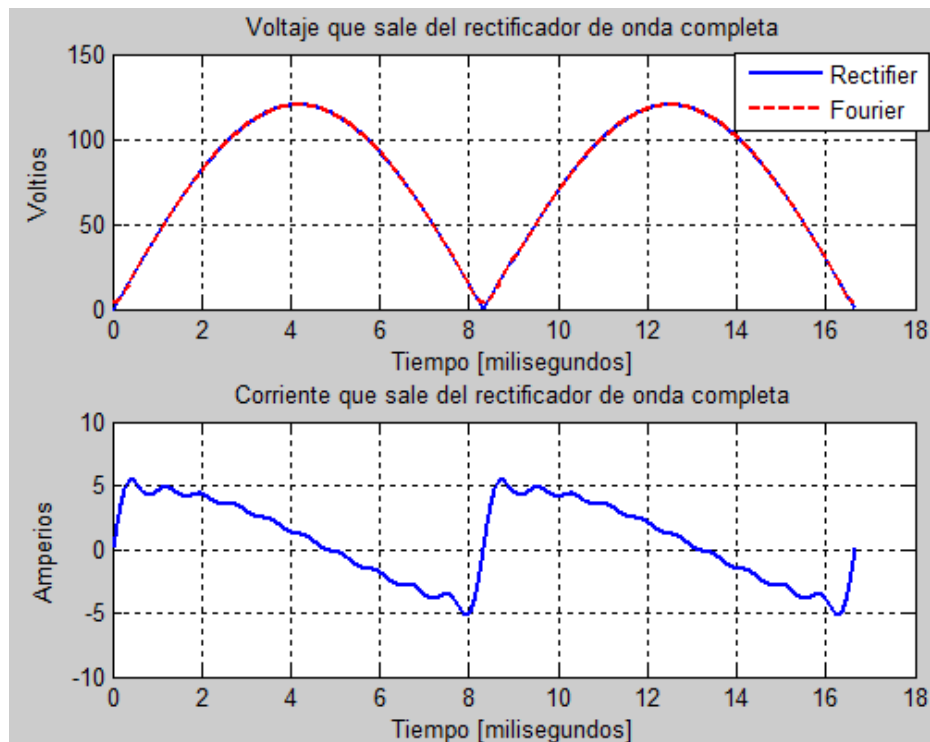


Figura 2.2.1. Voltaje y corriente que salen del rectificador de onda completa, en términos de series de Fourier

De esta manera, se corrobora el correcto cálculo de las señales de interés (Voltaje rectificado y corriente) en términos de la expansión en series de Fourier. (Ver Figura 2.2.1).

Luego, se halla la potencia instantánea entregada por el puente rectificador de onda completa. Para esto, se realiza el producto punto entre el voltaje y la corriente, ecuaciones (36) y (37) respectivamente, así

$$\bar{P}(t) = \int_0^{T_n} (V_{Fourier} \cdot I_{Fourier}) dt \quad (39)$$

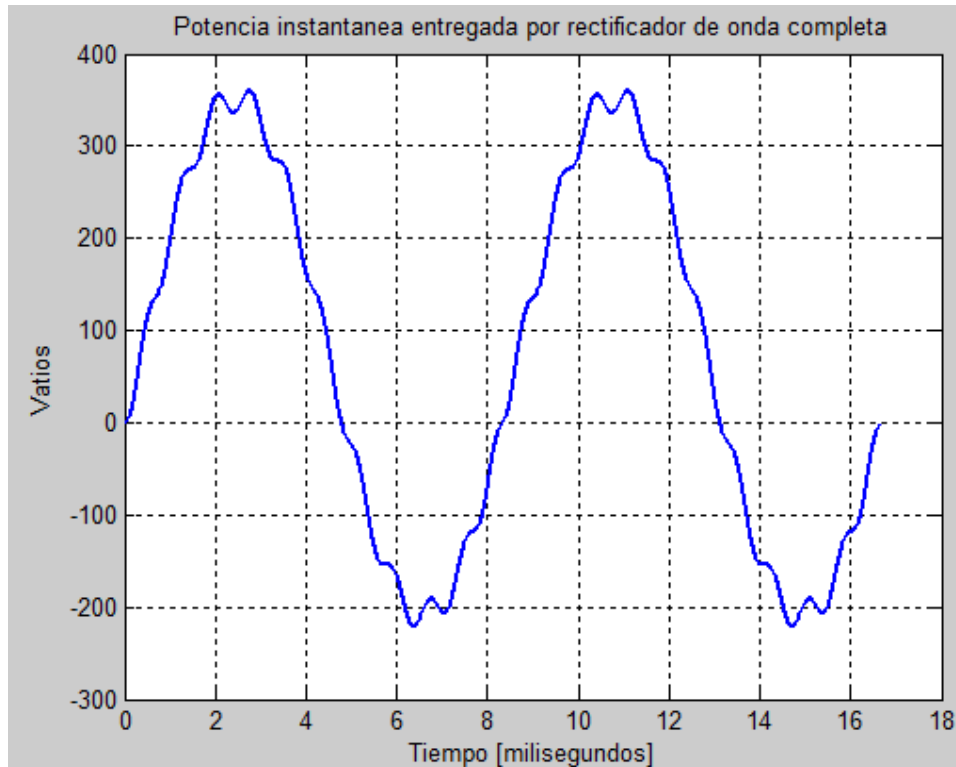


Figura2.2.2. Potencia instantánea entregada por el rectificador de onda completa

Durante ciertos intervalos de tiempo la dinámica de la carga introduce un desfase entre las señales de voltaje y corriente, de esta manera, el signo de la potencia instantánea no será constante (toma valores positivos y negativos). Como consecuencia, el flujo de energía entre la fuente y la carga será bidireccional (Ver Figura2.2.2).

Ahora, se desea analizar el efecto que causa la variación de los parámetros del filtro LC en la potencia activa entregada por el rectificador de onda completa, con:

$C_1 = 100\mu F$ ;  $C_2 = 50\mu F$ ;  $C_3 = 10\mu F$ ,  $L$  que dependerá de un factor de relación  $\alpha$  en dB, donde,

$$L = \frac{\alpha}{w_0^2 C_n} \quad (40)$$

Siendo  $w_0$  la frecuencia fundamental y  $C_n$  uno de los valores definidos del condensador. De esta manera, se variará  $\alpha$  para valores entre  $10^{-4}$  y  $10^1$ .

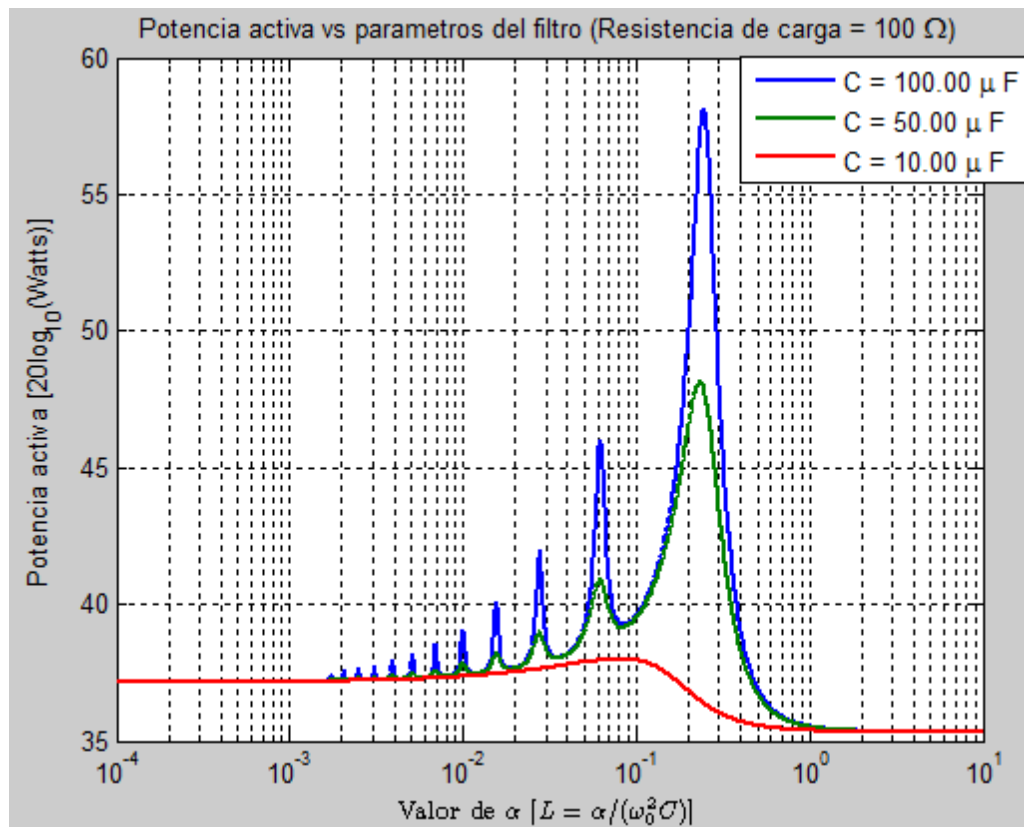


Figura2.2.3. Potencia activa vs Parámetros del filtro ( $R = 100\Omega$ )

En la Figura 2.2.3 se puede observar que para valores pequeños y grandes de  $\alpha$ , la potencia activa no dependerá de los parámetros del filtro, por otro lado, para valores intermedios de  $\alpha$ , se puede evidenciar que entre más grande es el valor del condensador, mayor es la fluctuación de la señal de la potencia activa entregada por el rectificador de onda completa; esto repercute directamente en el consumo de energía del sistema, por lo que la eficiencia de conversión se verá afectada.

## 2.3. Análisis del factor de potencia percibido por la red de AC

En este subcapítulo, se desea analizar el comportamiento del factor de potencia percibido por la red de AC, ante variaciones en los parámetros del filtro LC. Para esto, es necesario recurrir a la siguiente expresión:

$$FP = \frac{\langle v_s, i_s \rangle}{\|v_s\| \|i_s\|} \quad (41)$$

Donde  $FP$  es el factor de potencia;  $\langle v_s, i_s \rangle$  equivale a la potencia activa y  $\|v_s\| \|i_s\|$  es la potencia aparente. De esta manera:

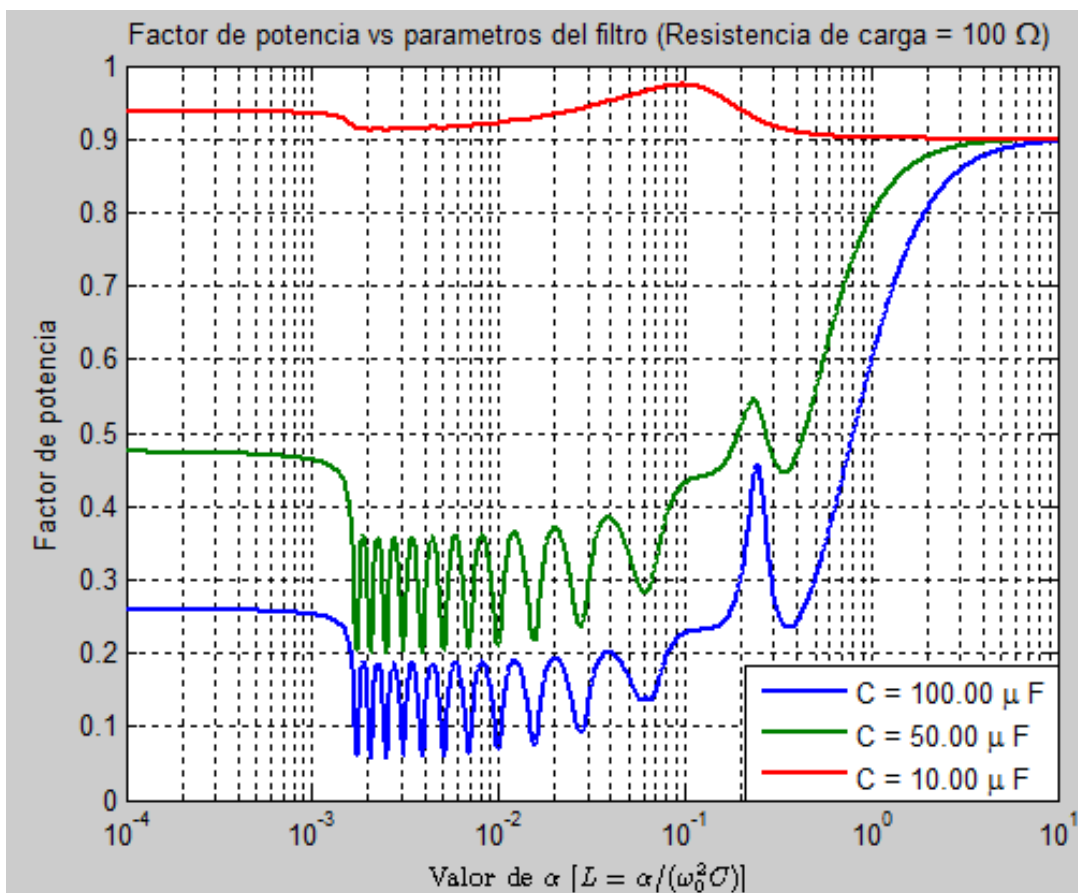


Figura 2.3.1. Factor de potencia vs. Parámetros del filtro ( $R = 100\Omega$ )

En la figura 2.3.1 se puede observar que para valores de  $\alpha$  entre  $10^{-4}$  y  $10^0$ , entre más grande sea el valor del condensador, más bajo será el factor de potencia. Por otro lado, para valores grandes de  $\alpha$ , el factor de potencia no dependerá de los parámetros del filtro LC.

## 2.4. Análisis de la distorsión armónica total (DA) de la corriente suministrada por la red de AC

Se desea analizar el efecto producido por la variación de los parámetros del filtro LC en la distorsión armónica total de la corriente suministrada por la red de AC.

La distorsión armónica total se define más comúnmente como la relación de la amplitud RMS de un conjunto de frecuencias armónicas más altas que la amplitud RMS de la frecuencia del primer armónico o armónico fundamental. Para calcular la DA es necesario recurrir a la siguiente expresión:

$$DA_R = \frac{DA_F}{\sqrt{1 + DA_F^2}} \quad (42)$$

Donde  $DA_R$  es la distorsión armónica total rms (Conocido también como factor de distorsión) y  $DA_F$  es la distorsión armónica total fundamental, la cual se define así,

$$DA_F = \frac{\sqrt{v_2^2 + v_3^2 + v_4^2 + \dots}}{v_1} \quad (43)$$

Donde  $v_n$  es el voltaje rms del n-ésimo armónico y  $v_1$  es el voltaje rms del armónico fundamental. Comúnmente, la DA es expresada en porcentajes por lo que es más

conveniente trabajar con el factor de distorsión ( $THD_R$ ) ya que este no podrá exceder el 100%.

Por lo tanto, la distorsión armónica total, ante variaciones en los parámetros del filtro, queda de la siguiente manera:

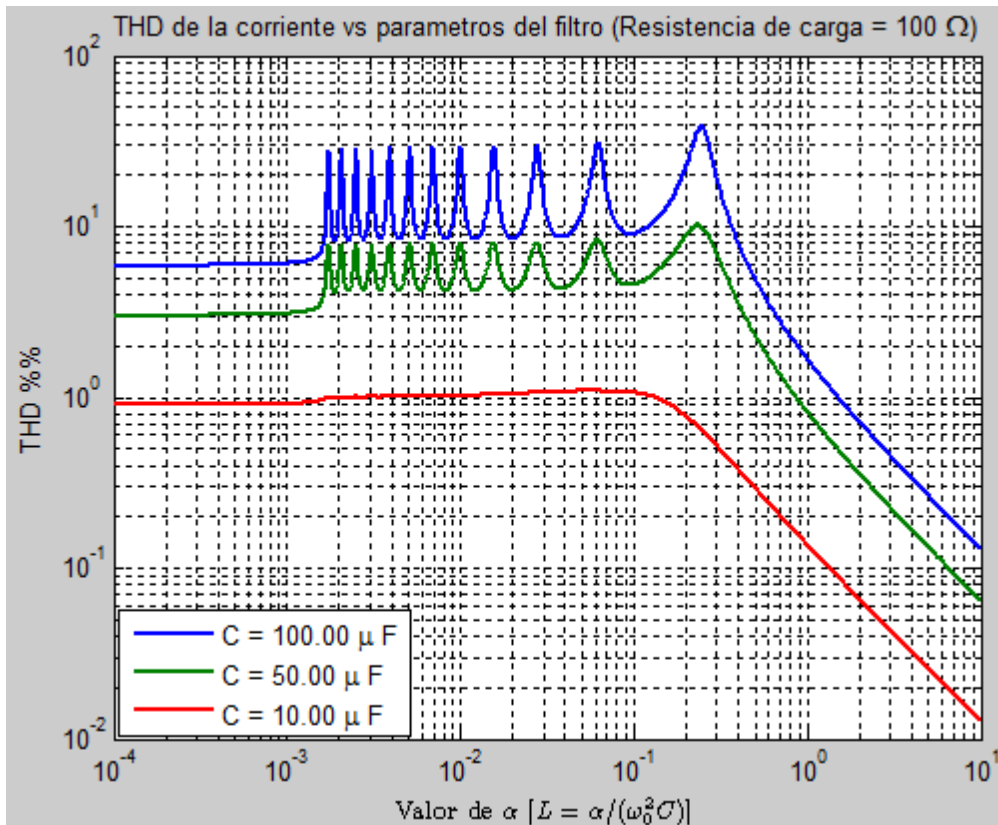


Figura 2.4.1.  $THD_R$  de la corriente vs Parámetros del filtro ( $R = 100\Omega$ ).

En la figura 2.4.1 se puede observar que para valores de  $\alpha$  entre  $10^{-4}$  y  $10^{-3}$ , cuanto más grande sea el valor del condensador, mayor será la distorsión armónica total. Con valores de  $\alpha$  entre  $10^{-3}$  y  $10^0$ , se presenta un incremento considerable de la DA con fluctuaciones prominentes entre más grande sea el valor del condensador. Para valores grandes de  $\alpha$ , la DA no dependerá de los parámetros del filtro LC.

# Capítulo 3

## 3. Estudio del comportamiento de los manejadores de motores BLDC basados en los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk*

Este capítulo corresponde a la sintonización y el control de cada uno de los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk* utilizados en este estudio. Para esto, se han utilizado los métodos descritos en [54 - 57].

### 3.1. Sintonización y control del convertidor *Zeta* aislado

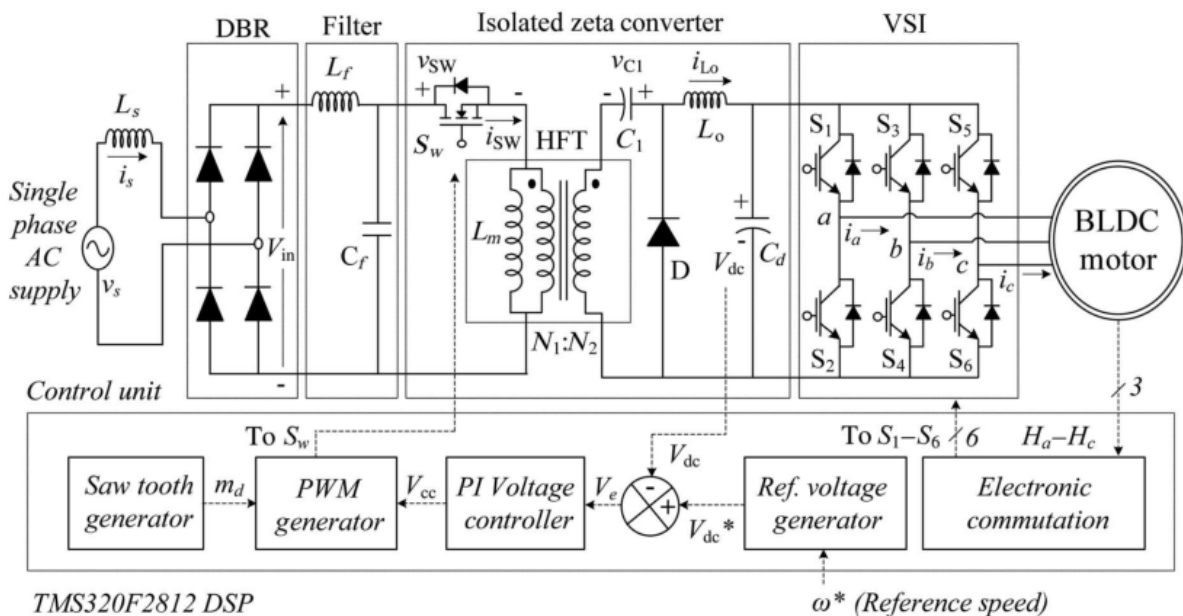


Figura 3.3.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor *Zeta* aislado (Tomada de [54]).

- **Diseño del convertidor Zeta aislado**

El voltaje de DC requerido a la salida del convertidor es de 200 V. La frecuencia tomada es de 60 Hz.

El voltaje de la red de AC de entrada  $V_s$  aplicado al convertidor con corrección de factor de potencia, está dado como,

$$V_s(t) = V_m \sin(\omega_L t) \quad (44)$$

Con,  $\omega_L = 2\pi f_L$ ;  $V_m = 220\sqrt{2}$

Así,

$$V_s(t) = 220\sqrt{2} \sin(120\pi t) \quad (45)$$

El voltaje entregado por el puente rectificador de diodos (ver Figura 3.3.1) está dado por,

$$V_{in}(t) = |V_m \sin(2\pi f_L t)| = |220\sqrt{2} \sin(377t)| \quad (46)$$

El voltaje de salida del convertidor *Zeta* [54] está dado por,

$$V_{dc} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \left(\frac{D}{1-D}\right) V_{in} \quad (47)$$

Donde D representa la relación de trabajo y  $N_2/N_1$  es la relación de vueltas del transformador, la cual será tomada como  $\frac{1}{2}$  para esta aplicación.

$$D(t) = \frac{V_{dc}}{\left(\frac{N_2}{N_1}\right) V_{in} + V_{dc}} = \frac{V_{dc}}{\left(\frac{N_2}{N_1}\right) |220\sqrt{2} \sin(377t)| + V_{dc}} \quad (48)$$

La velocidad del motor BLDC es controlada variando el voltaje del inversor, por lo tanto, la potencia instantánea es tomada como una función lineal de  $V_{dc}$ , así,

$$P_i = \left(\frac{P_{max}}{V_{dcmax}}\right) V_{dc} \quad (49)$$



Donde  $V_{dcmax}$  representa el máximo voltaje de salida del convertidor y  $P_{max}$  es la potencia nominal del convertidor.

Por otro lado, el valor crítico de la inductancia magnetizante del transformador ( $L_{mc}$ ) es expresado como [54],

$$L_{mc} = \frac{R_L [1 - D(t)]^2}{2D(t) f_s \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2} = \left(\frac{V_{dc}^2}{P_i}\right) \frac{[1 - D(t)]^2}{2D(t) f_s \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2} \quad (50)$$

Donde  $R_L$  representa la resistencia de la carga,  $f_s$  es la frecuencia del interruptor  $s_w$  (ver Figura3.3.1).

El valor crítico del inductor magnetizante ( $L_{mc}$ ) para la corriente máxima corresponde al valor más bajo posible del voltaje de alimentación y es expresado así [54],

$$L_{mc} = \left(\frac{V_{dcmax}^2}{P_{max}}\right) \frac{[1 - D_a]^2}{2D_a(t) f_s \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2} \approx 133 \text{ mH} \quad (51)$$

De esta manera, el valor del inductor  $L_m$  (ver Figura3.3.1) es seleccionado como  $1/10$  de  $L_{mc}$ .

El inductor de salida  $L_o$  (ver Figura3.3.1) se calcula con la siguiente expresión [54],

$$L_o = \frac{V_{dc}[1 - D(t)]}{f_s(kI_o)} \approx 0.015 \text{ H} \quad (52)$$

Se selecciona  $L_o = 15\text{mH}$ .

Para el cálculo del condensador  $C_1$  (ver Figura3.3.1) se utiliza la siguiente expresión,

$$C_1 = \frac{V_{dc}D(t)}{\eta[\sqrt{2}V_s + V_{dc}]f_s \left(\frac{P_i}{V_{dc}^2}\right)} \approx 0.103\text{mF} \quad (53)$$

Por lo tanto,  $C_1$  es seleccionado de  $0.1\text{mF}$ .

El valor del condensador  $C_d$  (ver Figura3.3.1) se calcula así [54],

$$C_d = \frac{I_{dc}}{2w(\eta V_{dc})} = \left( \frac{P_{min}}{V_{dcmin}} \right) \frac{1}{2w(\eta V_{dcmin})} \approx 1.046mF \quad (54)$$

Por lo tanto,  $C_d$  es seleccionado de  $1mF$ .

El máximo valor del condensador del filtro es dado por [54],

$$C_{max} = \frac{I_{pico}}{w_L V_m} \tan \theta = \frac{(P_{max} \sqrt{2} / V_s)}{w_L \sqrt{2} V_s} \tan \theta \approx 344.56nF \quad (55)$$

Por lo tanto, el filtro del condensador  $C_f$  (ver Figura3.3.1) se selecciona de  $330nF$ .

El valor del inductor del filtro se calcula considerando la impedancia  $L_s$  del 3% de la impedancia de base, por lo tanto, el valor adicional de impedancia requerido ( $L_f$ ) está dado como [54],

$$L_f = L_{req} + L_s \Rightarrow L_{req} = L_f - L_s$$

Por lo tanto,

$$L_{req} = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_f} - 0.03 \left( \frac{1}{w_L} \right) \left( \frac{V_s^2}{P_o} \right) \approx 37.7\mu H \quad (56)$$

De esta manera, el filtro LC con inductancia  $L_f$  y capacitancia  $C_f$  es seleccionado como  $37.7\mu H$  y  $330nF$  respectivamente.

#### ○ **Control del convertidor Zeta aislado**

Este control [54] está conformado por: el voltaje de referencia, un generador de error de voltaje, un controlador de voltaje PI y un generador de PWM. El voltaje de referencia deseado  $V_{dc}^*$  se genera al multiplicar la velocidad de referencia ( $w^*$ ) con la constante de voltaje del motor ( $k_v$ ) así,

$$V_{dc}^* = k_v w^* \quad (57)$$

El generador de error de voltaje compara el voltaje de referencia ( $V_{dc}^*$ ) con el voltaje de realimentación medido ( $V_{dc}$ ) para generar un error de voltaje ( $V_e$ ), así,

$$V_e(k) = V_{dc}(k)^* - V_{dc}(k) \quad (58)$$

Donde  $k$  representa el  $k$ -ésimo instante de muestreo.

Este error de voltaje es entregado a un controlador de voltaje PI (proporcional-integral) para generar un voltaje de salida controlado ( $V_{cc}$ ) el cual es expresado como [54],

$$V_{cc}(k) = V_{cc}(k-1) + k_p[V_e(k) - V_e(k-1)] + k_i V_e(k) \quad (59)$$

Donde  $k_p$  y  $k_i$  son las ganancias proporcional e integral del controlador PI.

Finalmente, la señal PWM para el interruptor ( $S_w$ ) es generada comparando la salida del controlador PI ( $V_{cc}$ ) con una señal diente de sierra de alta frecuencia ( $m_d$ ), de la siguiente manera,

$$\begin{cases} sim_d < V_{cc} \Rightarrow S_w = "ON" \\ sim_d > V_{cc} \Rightarrow S_w = "OFF" \end{cases}$$

Donde  $S_w$  representa la señal de disparo del interruptor del convertidor

## 3.2. Sintonización y control del convertidor *Luo* aislado

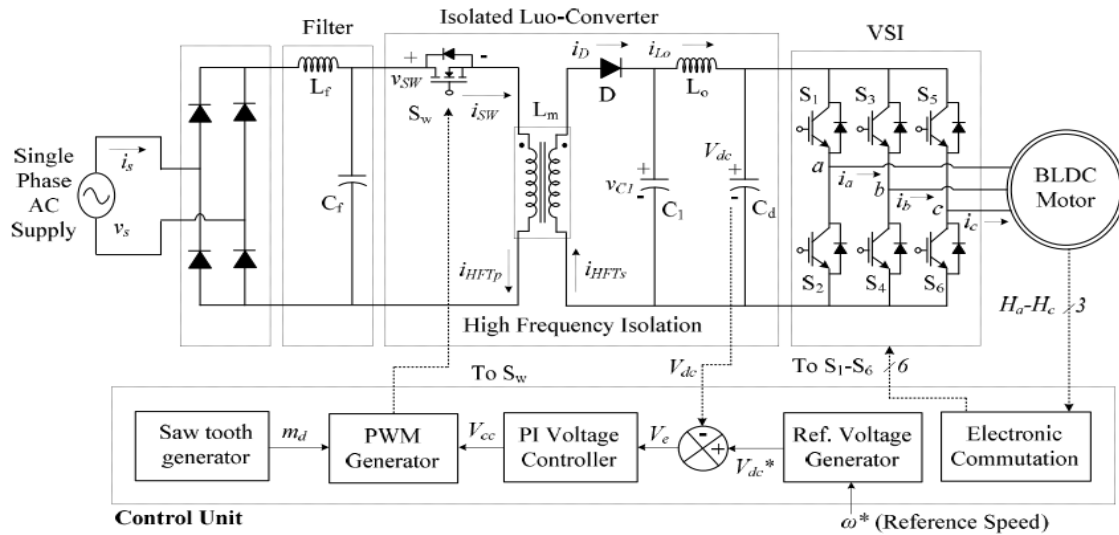


Figura 3.2.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor *Luo* con aislamiento de alta frecuencia (Tomada de [55]).

○ **Diseño del convertidor *Luo* con aislamiento de alta frecuencia**

Para el motor de DC sin escobillas seleccionado en este estudio, es requerido que el voltaje de DC a la salida del convertidor sea de 200 V. La frecuencia tomada es de 60 Hz.

El voltaje de la red de AC de entrada  $V_s$  aplicado al convertidor con corrección de factor de potencia, está dado como,

$$V_s(t) = V_m \sin(\omega_L t) \tag{60}$$

Con,  $\omega_L = 2\pi f_L$ ;  $V_m = 220\sqrt{2}$

Así,

$$V_s(t) = 220\sqrt{2} \sin(120\pi t) \tag{61}$$

El voltaje entregado por el puente rectificador de diodos está dado por,

$$V_{in}(t) = \frac{2V_m}{\pi} \approx 198V \tag{62}$$

El voltaje de salida del convertidor  $Luo$  es [55],

$$V_{dc} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \left(\frac{D}{1-D}\right) V_{in} \quad (63)$$

Donde  $D$  representa la relación de trabajo y  $N_2/N_1$  es la relación de vueltas del transformador, la cual será tomada como  $\frac{1}{2}$  para esta aplicación.

El valor crítico de la inductancia magnetizante  $L_{mc}$  del transformador es expresada como [55],

$$L_{mc} = \frac{R_L [1 - D_d]^2}{2D_d f_s \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2} \quad (64)$$

Donde  $R_L$  representa la resistencia de la carga,  $f_s$  es la frecuencia del interruptor  $s_w$  (ver Figura 3.2.1).

El valor crítico del inductor magnetizante ( $L_{mc}$ ) para la corriente máxima corresponde al valor más bajo posible del voltaje de alimentación y es,

$$L_{mc} \approx 26.6mH$$

De esta manera, el valor del inductor  $L_m$  es seleccionado como  $\frac{1}{2}$  de  $L_{mc}$ . Por simplicidad, se toma de 13.3mH

El inductor de salida  $L_o$  (ver Figura 3.2.1) se calcula con la siguiente expresión [55],

$$L_o = \frac{D_d I_{Lo}}{16f_s^2 C_{1,2} \Delta V_c} \approx 0.905mH \quad (65)$$

Se selecciona  $L_o = 0.9mH$ .

Para el cálculo del condensador  $C_1$  (ver Figura 3.2.1) se utiliza la siguiente expresión [55],

$$C_1 = \frac{V_c D_d}{2R_L f_s \Delta V_c} \approx 1.06mF \quad (66)$$

Con  $\Delta V_c = \frac{1}{2} V_c$ . Por lo tanto,  $C_1$  es seleccionado de 1mF.

El valor del condensador  $C_d$  (ver Figura 3.2.1) se calcula así [55],

$$C_d = \frac{I_{omin}}{2\omega_L \Delta V_{dcmin}} \approx 995.09 \mu F \quad (67)$$

Por lo tanto,  $C_d$  es seleccionado de  $995 \mu F$ .

El máximo valor del condensador del filtro es dado por [55],

$$C_{max} = \frac{I_{pico}}{\omega_L V_{pico}} \tan \theta \approx 0.135 nF \quad (68)$$

Por lo tanto, el condensador del filtro  $C_f$  se selecciona de  $0.1 nF$ .

El valor del inductor del filtro se calcula así [55],

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_f} \approx 3.77 \mu H \quad (69)$$

Donde  $f_c$  es la frecuencia de corte, tal que,

$$f_c = \frac{f_s}{10}$$

De esta manera, el filtro LC con inductancia  $L_f$  y capacitancia  $C_f$  es seleccionado como  $3.77 \mu H$  y  $0.1 nF$  respectivamente.

- **Control del convertidor *Luo* con aislamiento de alta frecuencia**

Este control [55] está conformado por: el voltaje de referencia, un generador de error de voltaje, un controlador de voltaje y un generador de PWM. El voltaje de referencia  $V_{dc}^*$  se genera al multiplicar la velocidad de referencia ( $w^*$ ) con la constante de voltaje del motor ( $k_v$ ) así,

$$V_{dc}^* = k_v w^* \quad (70)$$

El generador de error de voltaje compara el voltaje de referencia deseado ( $V_{dc}^*$ ) con el voltaje de alimentación medido ( $V_{dc}$ ) para generar un error de voltaje ( $V_e$ ), así,

$$V_e(k) = V_{dc}(k)^* - V_{dc}(k) \quad (71)$$

Donde  $k$  representa el  $k$ -ésimo instante de muestreo.

Este error de voltaje es entregado a un controlador de voltaje PI (proporcional-integral) para generar un voltaje de salida controlado ( $V_{cc}$ ) el cual es expresado como [55],

$$V_{cc}(k) = V_{cc}(k-1) + k_p[V_e(k) - V_e(k-1)] + k_i V_e(k) \quad (72)$$

Donde  $k_p$  y  $k_i$  son las ganancias proporcional e integral del controlador PI.

Finalmente, la señal PWM para el interruptor ( $S_w$ ) es generada comparando la salida del controlador PI ( $V_{cc}$ ) con una señal diente de sierra de alta frecuencia ( $m_d$ ), de la siguiente manera,

$$\begin{cases} sim_d < V_{cc} \Rightarrow S_w = "ON" \\ sim_d > V_{cc} \Rightarrow S_w = "OFF" \end{cases}$$

Donde  $S_w$  representa la señal de disparo del interruptor del convertidor *Luo*.

### 3.3. Sintonización y Control del convertidor *Cuk* no aislado

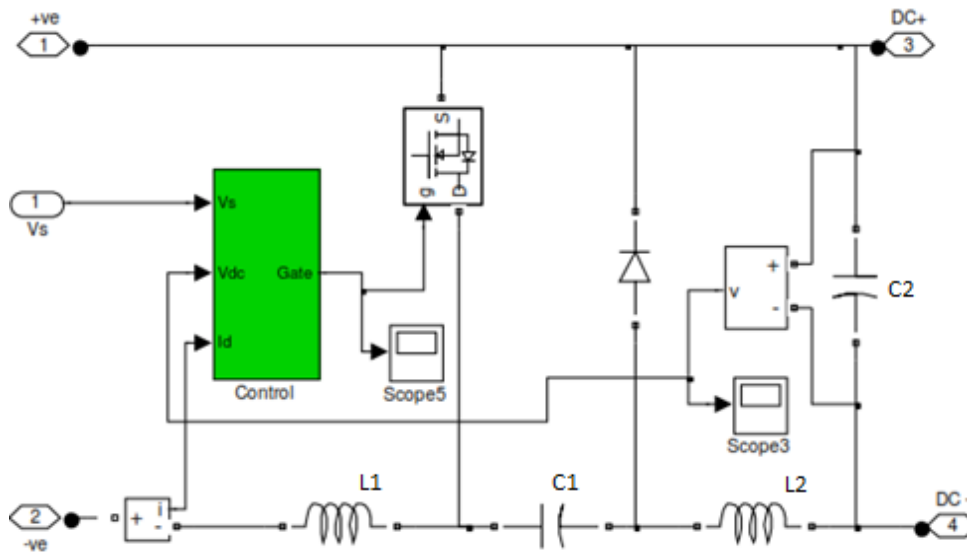


Figura 3.3.1. Convertidor *Cuk* no aislado (Tomada de [57]).

o **Diseño del convertidor *Cuk***

El diseño del convertidor *Cuk* está pensado para el motor de DC sin escobillas, de esta manera, el voltaje requerido a la salida del convertidor es de 200 voltios DC. La frecuencia tomada es de 60 Hz.

El voltaje de la red de AC viene dado por la siguiente expresión:

$$V_s(t) = V_m \sin(\omega_L t) \tag{73}$$

Con,  $\omega_L = 2\pi f_L$ ;  $V_m = 220\sqrt{2}$

Así,

$$V_s(t) = 220\sqrt{2} \sin(120\pi t) \tag{74}$$

El voltaje de salida del convertidor *Cuk* es [57]:

$$V_{dc} = V_{in} \left( \frac{D}{1-D} \right) \tag{75}$$



Donde  $D$  representa la relación de trabajo y  $V_{in}$  es el valor promedio del voltaje de salida del puente rectificador de diodos, de esta manera,

$$V_{in} = \frac{2V_m}{\pi} = 198V \quad (76)$$

La velocidad del motor BLDC es controlada variando el voltaje del inversor, por lo tanto, la potencia instantánea es tomada como una función lineal de  $V_{dc}$ , así,

$$P_i = \left( \frac{P_{max}}{V_{dc\ max}} \right) V_{dc} \quad (77)$$

Donde  $V_{dc\ max}$  representa el máximo voltaje de salida del convertidor y  $P_{max}$  es la potencia nominal del convertidor.

Los valores del inductor y del condensador usados para la transferencia de energía en el convertidor *Cuk*, están dados por[57],

$$L_1 = \left( \frac{DV_{in}}{f_s \Delta I_{L1}} \right) = 1mH \quad (78)$$

$$C_1 = \left( \frac{DI_{dc}}{f_s \Delta V_{C1}} \right) = 470\mu F \quad (79)$$

Donde  $\Delta I_{L1}$  es el rizado máximo permitido para la corriente que circula a través del inductor  $L_1$  (ver Figura 3.1.1).  $\Delta V_{C1}$  es el rizado máximo permitido para el voltaje en los terminales del condensador  $C_1$  (ver Figura 3.3.1).  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del interruptor electrónico  $s_w$  (ver Figura 3.3.1) del convertidor, la cual es tomada como 20kHz.

Para un voltaje DC sin componentes armónicos en la salida del convertidor *Cuk* se diseña un filtro pasa bajos[57] conformado por la inductancia  $L_2$  y el condensador  $C_2$ , cuyos valores están dados por,

$$L_2 = \left( \frac{V_{dc}(1-D)}{f_s \Delta I_{L2}} \right) = 1mH \quad (80)$$

$$C_2 = \left( \frac{I_{dc}}{2f_s \Delta V_{C2}} \right) = 47\mu F \quad (81)$$

Donde  $\Delta I_{L2}$  es el rizado máximo permitido para la corriente que circula a través del inductor L2 (ver Figura 3.3.1).  $\Delta V_{C2}$  es el rizado máximo permitido para el voltaje en los terminales del condensador C2 (ver Figura 3.3.1).  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del interruptor electrónico del convertidor, la cual es tomada como 20kHz.

○ **Control del convertidor *Cuk* no aislado**

El Controlador PI monitorea el error de velocidad como un error de voltaje equivalente y genera señal de control  $I_c(k)$  para minimizarlo. Si en el k-ésimo instante de tiempo  $V_{dc}^*(k)$  es la tensión de referencia deseada en el convertidor y  $V_{dc}(k)$  es la tensión de salida del convertidor, el error de voltaje  $V_e(k)$ [57] será calculado como,

$$V_e(k) = V_{dc}^*(k) - V_{dc}(k) \quad (82)$$

La salida del controlador  $I_c(k)$ [57] en el k-ésimo instante estará dada como,

$$I_c(k) = I_c(k-1) + k_{pv}\{V_e(k) - V_e(k-1)\} + k_{iv}V_e(k) \quad (83)$$

Donde  $k_{pv}$  y  $k_{iv}$  son las ganancias proporcional e integral del controlador de voltaje PI.

La corriente de referencia deseada[57] en la entrada del convertidor *Cuk* es,

$$I_d^* = I_c(k)U_d \quad (84)$$

Donde  $U_d$  es un valor entre 0 y 1 que representa el porcentaje de tensión en la red con respecto a su valor pico, calculado como:

$$U_d = \frac{|V_{sm} \sin \omega t|}{V_{sm}} \quad (85)$$

Finalmente, la corriente de referencia de entrada del convertidor *Cuk* ( $I_d^*$ ) es comparada con la corriente  $I_d$  medida después del rectificador para generar el error de corriente  $\Delta I_d$ . Este error de corriente es amplificado por la ganancia  $k_d$  y

comparada con una señal diente de sierra de alta frecuencia ( $m_d$ ) para así obtener la señal  $S_w$  del MOSFET [57], de la siguiente manera,

$$\begin{cases} sik_d \Delta I_d > m_d(t) \Rightarrow S_w = \text{"ON"} \\ sik_d \Delta I_d < m_d(t) \Rightarrow S_w = \text{"OFF"} \end{cases}$$

Donde  $S_w$  representa la señal de disparo del interruptor del convertidor.

### 3.4. Sintonización y control del convertidor *Cuk* con aislamiento de alta frecuencia

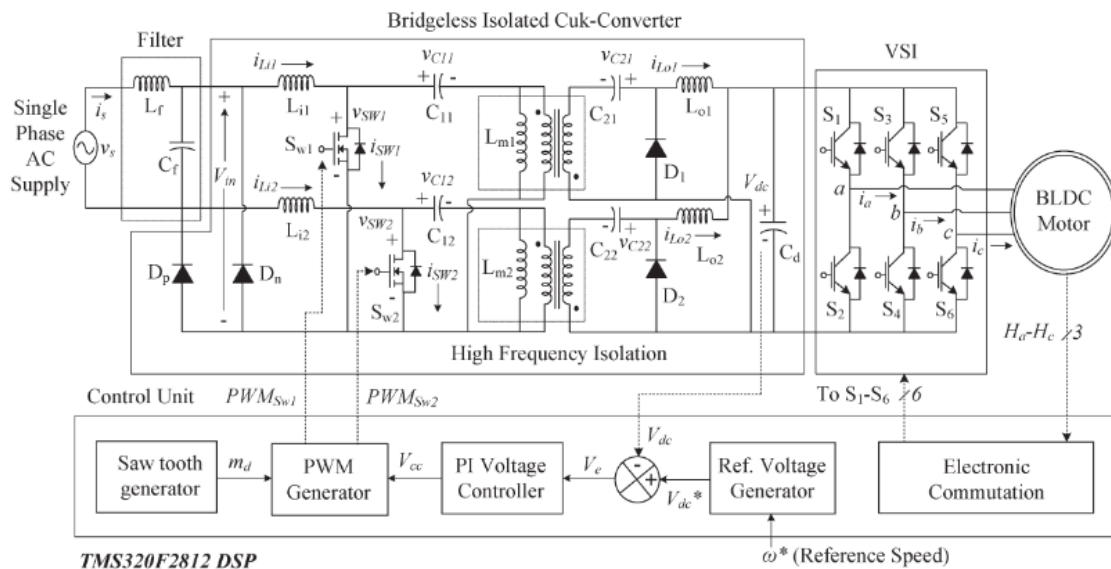


Figura 3.4.1. Propuesta de accionamiento del motor BLDC basada en un Convertidor *Cuk* aislado sin puente rectificador (Tomada de [56]).

- **Diseño del convertidor *Cuk* aislado**

El voltaje de DC requerido a la salida del convertidor es de 200 V. La frecuencia tomada es de 60 Hz.

El voltaje de la red de AC de entrada  $V_s$  aplicado al convertidor con corrección de factor de potencia, está dado como,

$$V_s(t) = V_m \sin(\omega_L t) \quad (86)$$

Con,  $\omega_L = 2\pi f_L$ ;  $V_m = 220\sqrt{2}$

Así,

$$V_s(t) = 220\sqrt{2} \sin(120\pi t) \quad (87)$$

Ahora, el valor instantáneo del voltaje rectificado  $V_{in}$  (ver Figura 3.4.1) está dado como [56],

$$V_{in}(t) = |V_m \sin(2\pi f_L t)| = |220\sqrt{2} \sin(377t)| \quad (88)$$

El voltaje de salida del convertidor *Cuk* aislado sin puente rectificador (ver Figura 3.4.1) es,

$$V_{dc} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \left(\frac{D}{1-D}\right) V_{in} \quad (89)$$

Donde  $D$  representa la relación de trabajo y  $N_2/N_1$  es la relación de vueltas del transformador, la cual será tomada como  $\frac{1}{2}$  para esta aplicación.

$$D(t) = \frac{V_{dc}}{\left(\frac{N_2}{N_1}\right) V_{in} + V_{dc}} = \frac{V_{dc}}{\left(\frac{N_2}{N_1}\right) |220\sqrt{2} \sin(377t)| + V_{dc}} \quad (90)$$

La velocidad del motor BLDC es controlada variando el voltaje del inversor, por lo tanto, la potencia instantánea es tomada como una función lineal de  $V_{dc}$  y está dada por [56],

$$P_i = \left(\frac{P_{max}}{V_{dcmax}}\right) V_{dc} \quad (91)$$

Donde  $V_{dcmax}$  representa el máximo voltaje de salida del convertidor y  $P_{max}$  es la potencia nominal del convertidor.

El valor de los inductores de entrada  $L_{i1,2}$  (ver Figura 3.4.1) para operar en modo continuo se decide por la cantidad de rizado permitido en la corriente ( $\eta$ ) y está dado como,

$$L_{i1,2} = \frac{V_{in}(t)D(t)}{\eta I_{in}(t)f_s} = \frac{1}{\eta f_s} \left( \frac{V_s^2}{P_i} \right) \left( \frac{V_{dc}}{\eta V_{in}(t) + V_{dc}} \right) \quad (92)$$

Donde  $f_s$  es la frecuencia de interrupción del MOSFET  $s_{w1,2}$  (ver Figura 3.4.1) la cual es tomada como 20kHz.

La corriente máxima de distorsión permitida en el inductor se obtiene en la condición nominal. Por ejemplo,  $V_{dcmax}$  ( $P_i = P_{max}$ ) para el valor mínimo del voltaje de alimentación ( $V_{smin}$ ). Por lo tanto, El inductor del lado de la entrada del convertidor está diseñado en el valor máximo de la tensión de alimentación mínima ( $\sqrt{2}V_{smin}$ ) [56].

El valor de los inductores  $L_{i1}$  y  $L_{i2}$  (ver Figura 3.4.1) son calculados como 1000mH Para un rizado de corriente permitido del 50% ( $\eta$ ) de la corriente de entrada.

El valor crítico del inductor junto a la salida ( $L_{oc}$ ) está dado como [56],

$$L_{oc} = \frac{V_{dc}[1 - D(t)]}{2I_{Lo}(t)f_s} = \frac{V_{dc}D(t)}{2I_{in}(t)f_s} = \left( \frac{V_s^2}{P_i} \right) \frac{V_{dc}}{2V_{in}(t)f_s} \left( \frac{V_{dc}}{\eta V_{in}(t) + V_{dc}} \right) \quad (93)$$

El rizado de corriente máximo en un inductor se produce a la máxima potencia y al valor mínimo de la tensión de alimentación.

El valor del inductor magnetizante del transformador de alta frecuencia, para operar en modo de corriente continua, es decidido por el rizado de corriente permitido ( $\xi$ ) como [56],

$$L_{m1,2} = \frac{V_{dc}\{1 - D(t)\}}{\Delta I_{Lm}(t)nf_s} = \left( \frac{V_s^2}{P_i} \right) \frac{1}{\xi f_s} \left( \frac{V_{dc}}{\eta V_{in}(t) + V_{dc}} \right) \quad (94)$$

Por otro lado, los valores de los inductores magnetizantes  $L_{m1}$  y  $L_{m2}$  (ver Figura 3.2.1) para un rizado permitido de corriente ( $\xi$ ) de 50%, son de 500 mH.

El valor de los condensadores intermedios de entrada del convertidor, para operar en modo de corriente continua, está dado como [56],

$$C_{11,12} = \frac{V_{in} n^2 \{D(t)\}^2}{\Delta V_{C1}(t) R_L f_s \{1 - D(t)\}} \quad (95)$$

De esta manera, los condensadores  $C_{11}$  y  $C_{12}$  (ver Figura 3.4.1) son calculados en el máximo valor de rizado de voltaje de entrada correspondiente al máximo voltaje de alimentación como 40  $\mu$ F.

El valor de los condensadores intermedios del lado de la salida, para operar en modo de corriente continua con un voltaje de ondulación permitido de 5% de  $V_{C2}$ , está dado como [56],

$$C_{21,22} = \frac{V_{dc} D(t)}{\Delta V_{C2}(t) R_L f_s} = \frac{P_i}{(0.05) V_{dc} f_s (n\sqrt{2} V_s + V_{dc})} = 75 \mu F \quad (96)$$

Ahora, el rizado máximo de voltaje ocurre en el valor máximo de la tensión de salida del convertidor ( $V_{dcmax}$ ). Por lo tanto, el condensador intermedio  $C_d$  del lado de la salida (ver Figura 3.4.1), es calculado como [56],

$$C_d = \frac{I_{dc}}{2\omega \Delta V_{dc}} = \left( \frac{P_i}{V_{dc}} \right) \frac{1}{2\omega (\rho V_{dc})} \approx 2000 \mu F \quad (97)$$

Un filtro pasa-bajos LC es usado para evitar la reflexión de los armónicos de orden superior en el sistema de alimentación. El valor máximo del condensador del filtro ( $C_{max}$ ) está dado como [56],

$$C_{max} = \frac{I_m}{\omega_L V_m} \tan \theta = \frac{\frac{P_{max} \sqrt{2}}{V_s}}{\omega_L \sqrt{2} V_s} \tan \theta \quad (98)$$

Donde  $\theta$  es el ángulo de desplazamiento entre el valor de la tensión de alimentación a la frecuencia fundamental y la corriente de alimentación ( $\theta = 2^\circ$ ).

El valor máximo del condensador del filtro será de 1mF.

El valor del inductor del filtro se diseña considerando la impedancia  $L_s$  de 4 a 5% de la impedancia de base. Por lo tanto, el valor adicional de la inductancia requerida es dado como [56],

$$L_f = L_{req} + L_s \Rightarrow L_{req} = L_f - L_s$$

Por lo tanto,

$$L_{req} = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_f} - 0.025 \left( \frac{1}{\omega_L} \right) \left( \frac{V_s^2}{P_o} \right) \approx 3.77mH \quad (99)$$

De esta manera, el filtro LC con inductancia  $L_f$  y capacitancia  $C_f$  (ver Figura 3.4.1) es seleccionado como 3.77mH y 1mF respectivamente.

#### ○ Control del convertidor **Cuk** aislado

Este control [56] está conformado por: el voltaje de referencia, un generador de error de voltaje, un controlador de voltaje PI y un generador de PWM. El voltaje de referencia  $V_{dc}^*$  se genera al multiplicar la velocidad de referencia ( $\omega^*$ ) con la constante de voltaje del motor ( $k_v$ ), así,

$$V_{dc}^* = k_v \omega^* \quad (100)$$

El generador de error de voltaje compara el voltaje de referencia ( $V_{dc}^*$ ) con el voltaje de realimentación medido ( $V_{dc}$ ) para generar un error de voltaje ( $V_e$ ), así,

$$V_e(k) = V_{dc}(k)^* - V_{dc}(k) \quad (101)$$

Donde  $k$  representa el k-ésimo instante de muestreo.

Este error de voltaje es entregado a un controlador de voltaje PI (proporcional-integral) para generar un voltaje de salida controlado ( $V_{cc}$ ) el cual es expresado como [56],

$$V_{cc}(k) = V_{cc}(k-1) + k_p [V_e(k) - V_e(k-1)] + k_i V_e(k) \quad (102)$$

Donde  $k_p$  y  $k_i$  son las ganancias proporcional e integral del controlador PI.

Finalmente, las señales PWM para los interruptores ( $S_{\omega 1}$  y  $S_{\omega 2}$ ) son generadas comparando la salida del controlador PI ( $V_{cc}$ ) con una señal diente de sierra de alta frecuencia ( $m_d$ ), de la siguiente manera,

$$\text{Para } V_s > 0; \begin{cases} sim_d < V_{cc} \Rightarrow S_{w1} = "ON" \\ sim_d \geq V_{cc} \Rightarrow S_{w1} = "OFF" \end{cases}$$

$$\text{Para } V_s < 0; \begin{cases} sim_d < V_{cc} \Rightarrow S_{w2} = "ON" \\ sim_d \geq V_{cc} \Rightarrow S_{w2} = "OFF" \end{cases}$$

Donde  $S_{w1}$  y  $S_{w2}$  representan las señales de disparo de los interruptores del convertidor.



# Capítulo 4

## 4. Simulación y Resultados

Este capítulo corresponde a la simulación del sistema caso de estudio basado en los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk*, mediante la herramienta software Simulink de MATLAB. Se realizará el estudio del comportamiento del sistema considerando dispositivos semiconductores ideales y, se evaluará el efecto que se produce con la variación de los parámetros del controlador PI del lazo de realimentación de voltaje que alimenta al inversor, y de los parámetros del filtro LC para cada convertidor (*Zeta*, *Luo* y *Cuk*), en las variables de interés: Factor de potencia, eficiencia de conversión y distorsión armónica total (DA) en estado estacionario.

### 4.1. Simulación del sistema caso de estudio

#### 4.1.1. Simulación basada en un convertidor *Zeta* con aislamiento de alta frecuencia

A continuación, se presentan los resultados obtenidos del modelado y simulación del sistema caso de estudio basado en un Convertidor *Zeta* con aislamiento de alta frecuencia. En la Figura 4.1.1.1 se presenta el diagrama de bloques del sistema.

La tensión de alimentación se ajusta a 220V (60 Hz). El convertidor regula este voltaje a 175V para la alimentación del motor de DC sin escobillas. Los parámetros del motor se presentan en la Tabla 4.1.1.1.

Tabla 4.1.1.1. Parámetros del motor BLDC

Voltaje (v)	175
Velocidad (rpm)	1900
Resistencia ( $\Omega$ )	0.7
Inductancia (mH)	2.72
Inercia (Kg.m <sup>2</sup> )	0.8e <sup>-3</sup>
Par nominal (N.m)	0.84

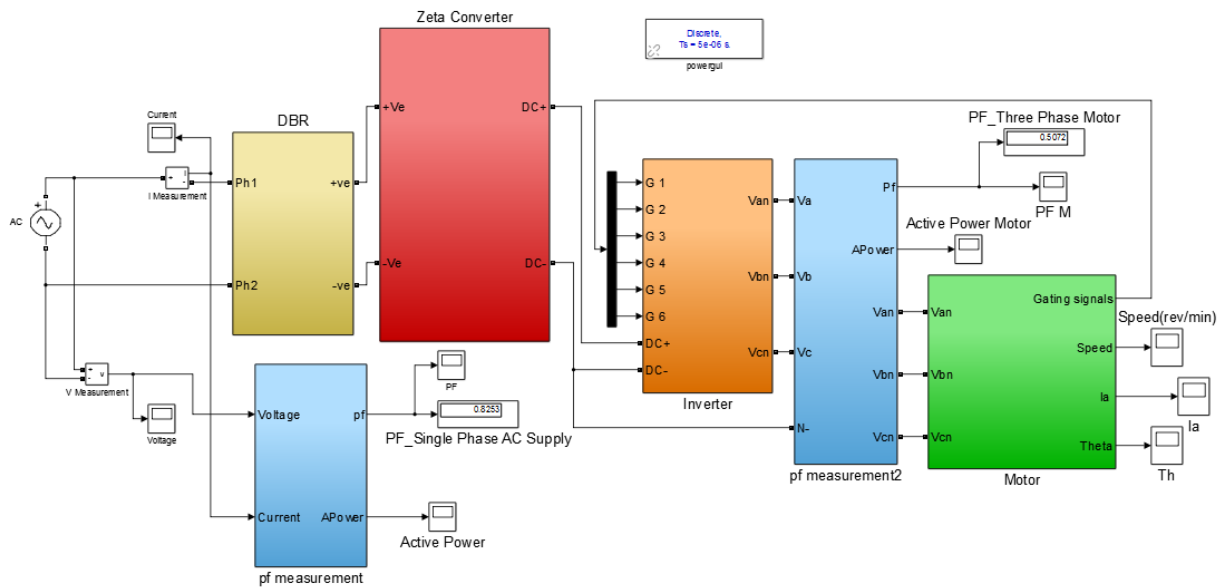


Figura 4.1.1.1. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un convertidor *Zeta* con aislamiento de alta frecuencia.

A continuación, se presenta el esquema del convertidor con sus respectivos parámetros y control:

- Convertidor *Zeta* con aislamiento de alta frecuencia

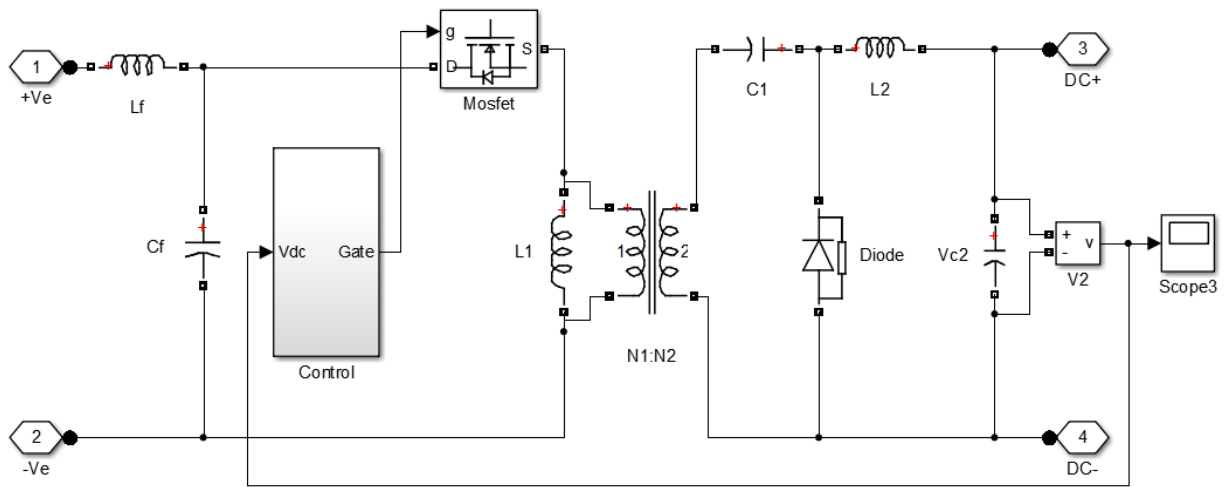


Figura 4.1.1.2. Convertidor *Zeta* con aislamiento de alta frecuencia.

Los valores de los parámetros del convertidor *Zeta* son presentados en la Tabla 4.1.1.2.

Tabla 4.1.1.2. Parámetros del convertidor *Zeta* aislado y filtro LC

Lf	37.7 $\mu H$
Cf	330 $\eta F$
Lm	13.3 mH
C1	0.1 mF
Lo	15 mH
Cd	1 mF

Los valores de los parámetros del controlador PID del lazo de control de voltaje son:  $K_p = 0.03$ ;  $K_i = 0.01$  y  $K_d = 0.001$ .

- Esquema de control de voltaje del Convertidor *Zeta*

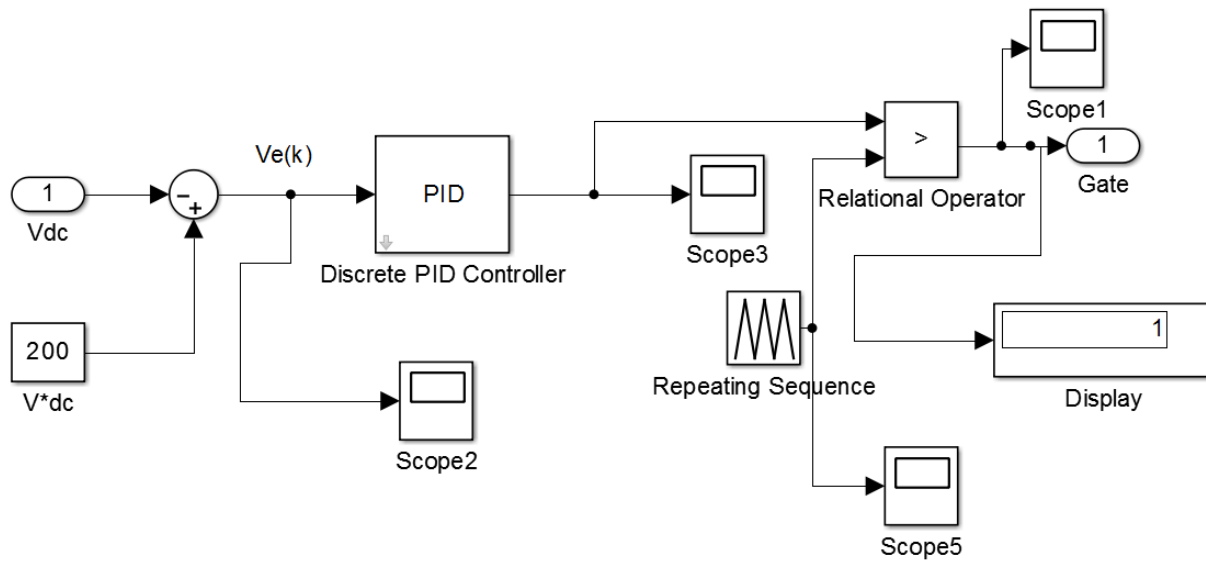


Figura 4.1.1.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor Zeta.

A continuación, se presentan los resultados de las variables de interés en estado estacionario:

- Factor de potencia percibido por la red de AC que alimenta el sistema

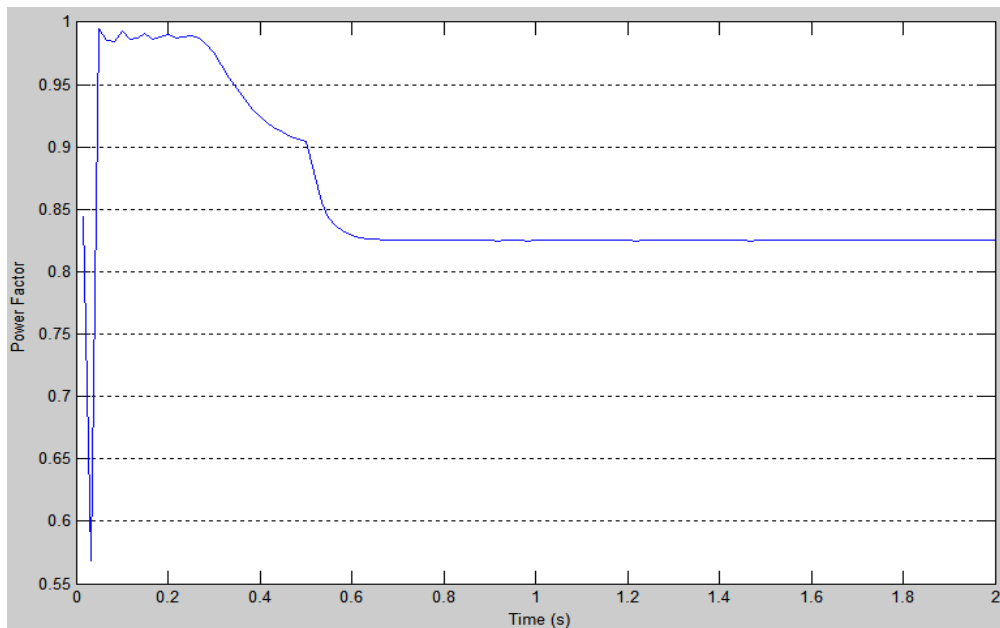


Figura 4.1.1.4. Factor de potencia percibido por la red de AC.

- Potencia activa promedio en la entrada del sistema y en la entrada del motor

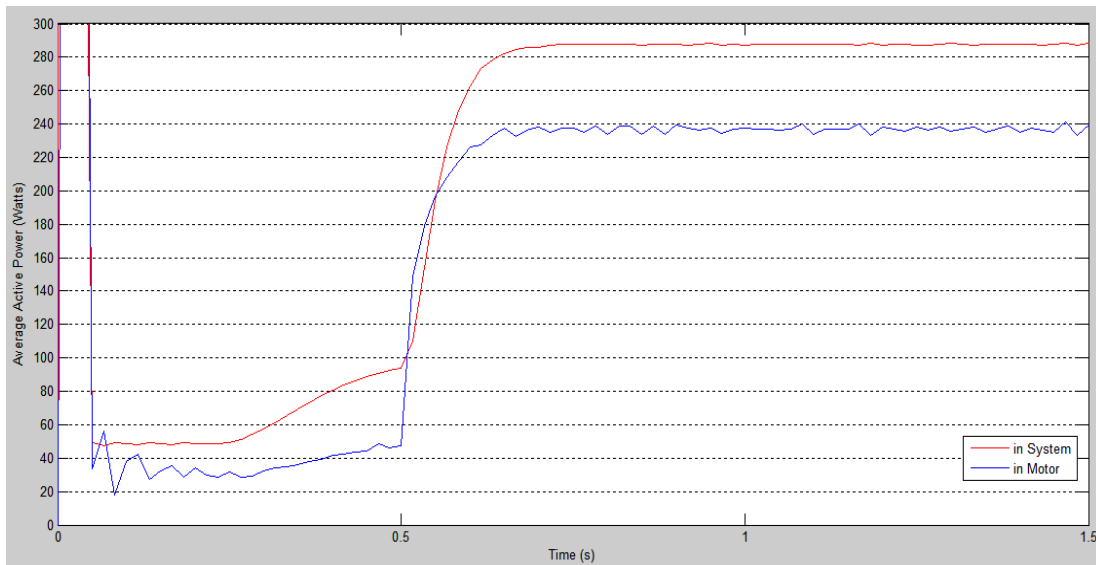


Figura 4.1.1.5. Potencia activa promedio en la entrada del sistema - Potencia activa promedio en la entrada del motor.

En la figura 4.1.1.4. se aprecia el factor de potencia percibido por la red de AC, el cual alcanza un valor estacionario después de asimilar el cambio de torque aplicado en 0.5 segundos. En la figura 4.1.1.5. se puede observar que el promedio de la potencia activa total del sistema en estado estacionario es de 288 W y la consumida por el motor es de 237 W, lo que significa que el alimentador del motor DC sin escobillas consume aproximadamente 51 W (17.7%) de la energía total del sistema.

A continuación, haciendo uso de la herramienta 'Powergui FFT Analysis' de Simulink se procede a calcular la distorsión armónica total (DA), en dos ciclos del estado estacionario para el tiempo de simulación:

- Corriente de la fuente

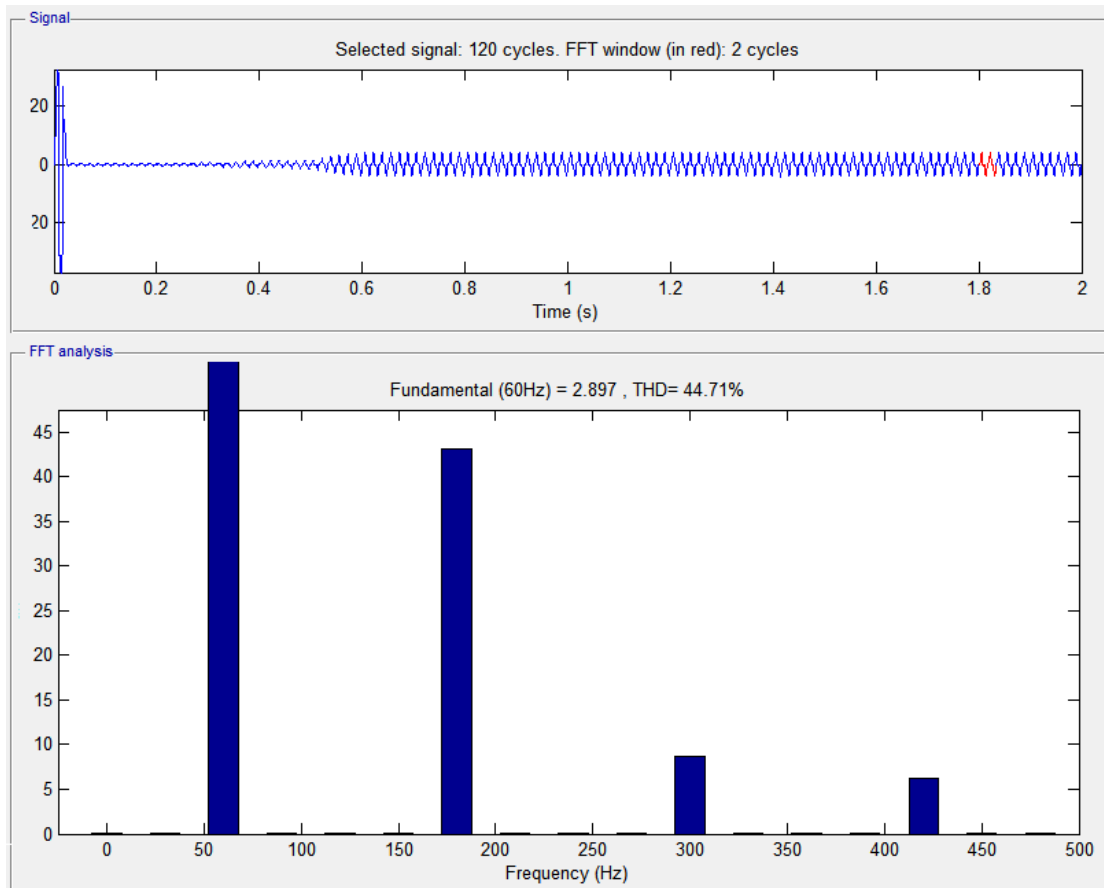


Figura 4.1.1.6. Distorsión armónica total de la señal de corriente de la fuente

#### 4.1.2. Simulación basada en un convertidor *Lu*o con aislamiento de alta frecuencia

A continuación, se presentan los resultados obtenidos del modelado y simulación del sistema caso de estudio basado en un Convertidor *Lu*o con aislamiento de alta frecuencia. En la Figura 4.1.2.1. se presenta el diagrama de bloques del sistema. Los valores de los parámetros del convertidor *Lu*o son presentados en la Tabla 4.1.2.1.

Tabla 4.1.2.1. Parámetros del convertidor *Lu*o aislado y filtro LC

Lf	3.77 $\mu H$
Cf	0.1 $\eta F$
Lm	13.3 mH
C1	1 mF
Lo	0.9 mH
Cd	995 $\mu F$

Los valores de los parámetros del controlador PID del lazo de control de voltaje son:  
 $K_p = 0.03$ ;  $K_i = 0.01$  y  $K_d = 0.001$ .

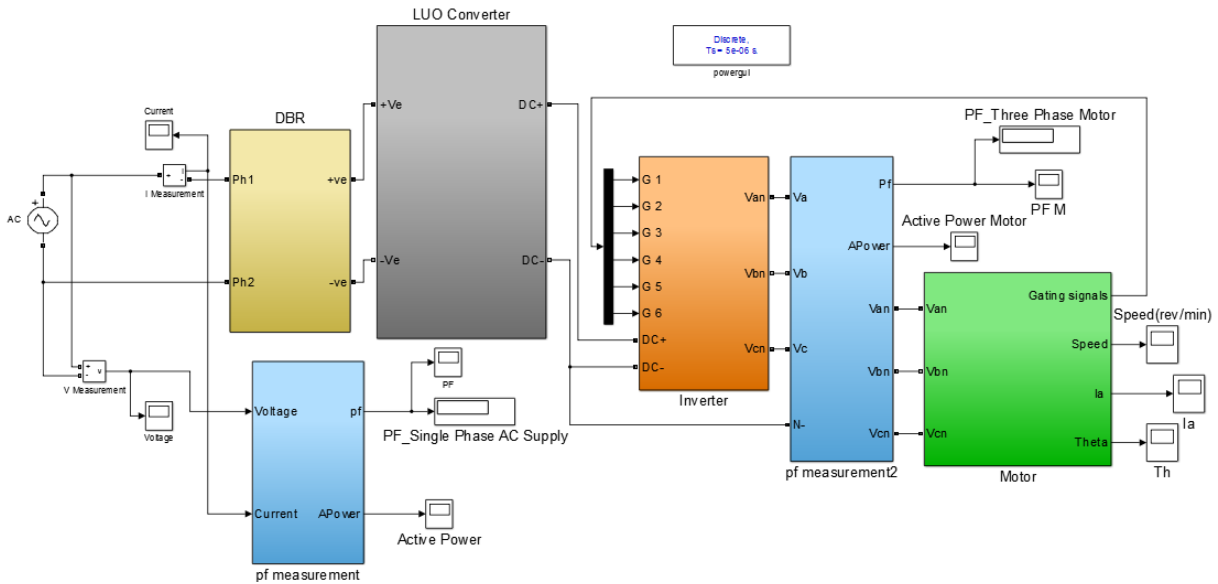


Figura 4.1.2.2. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un Convertidor *Lu*o con aislamiento de alta frecuencia.

A continuación, se presenta el esquema del convertidor y su respectivo control:

- Convertidor *Lu*o con aislamiento de alta frecuencia

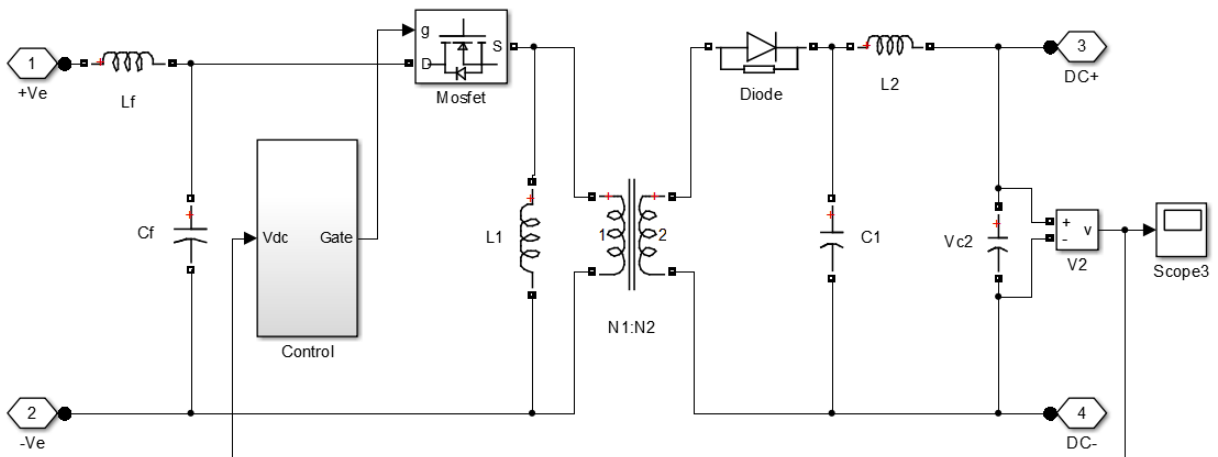


Figura 4.1.2.3. Convertidor *Lu*o con aislamiento de alta frecuencia.

- Esquema de control de voltaje del Convertidor *Luo*

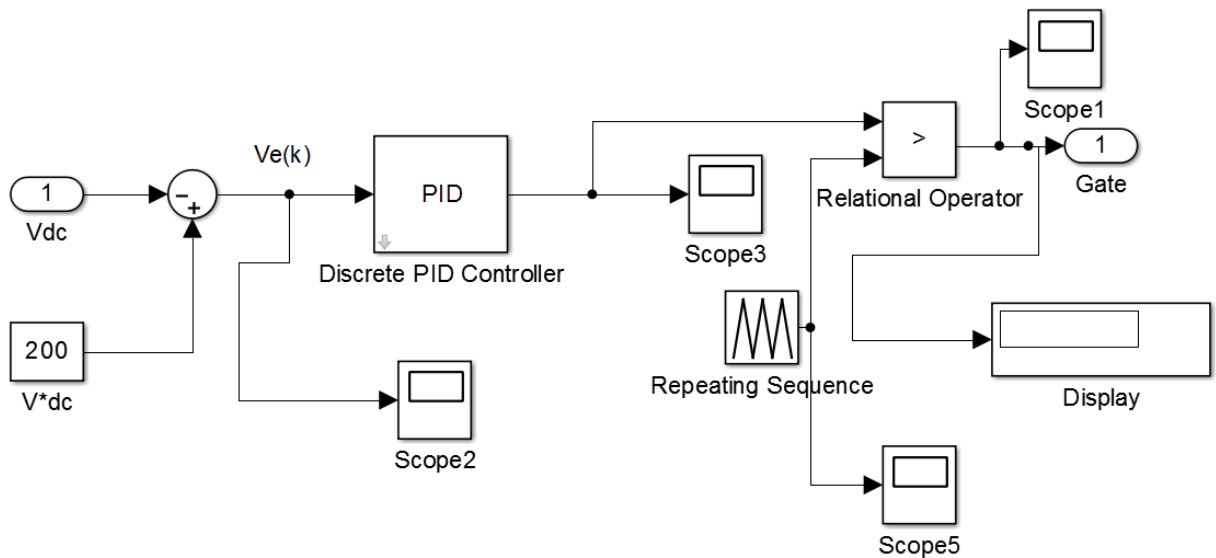


Figura 4.1.2.4. Esquema de control de voltaje del Convertidor *Luo*.

En la Tabla 4.1.2.2, se presentan los resultados obtenidos en simulación, de las variables de interés en estado estacionario:

Tabla 4.1.2.2. Valores de las variables de interés en estado estacionario

<i>Potencia activa promedio en la entrada del sistema</i>	<i>Potencia activa promedio en la entrada del motor</i>	<i>Factor de potencia percibido por la red de AC</i>	<i>Distorsión armónica total de la señal de corriente de la fuente</i>
250 W	204 W	0.82	36.29%

El promedio de la potencia activa total en estado estacionario del sistema es de 250 W y la consumida por el motor es de 204 W, lo que significa que el alimentador del motor DC sin escobillas consume aproximadamente 46 W (18.4%) de la energía total del sistema.



### 4.1.3. Simulación basada en un convertidor *CUK* no aislado con puente rectificador

A continuación, se presentan los resultados obtenidos del modelado y simulación del sistema caso de estudio basado en un Convertidor *CUK* no aislado con puente rectificador. En la Figura 4.1.3.1 se presenta el diagrama de bloques del sistema.

Los valores de los parámetros del convertidor *Cuk* no aislado son presentados en la Tabla 4.1.3.1.

Tabla 4.1.3.1. Parámetros del convertidor *Cuk* no aislado

L1	1 mH
C1	470 $\eta F$
L2	1 mH
C2	47 $\mu F$

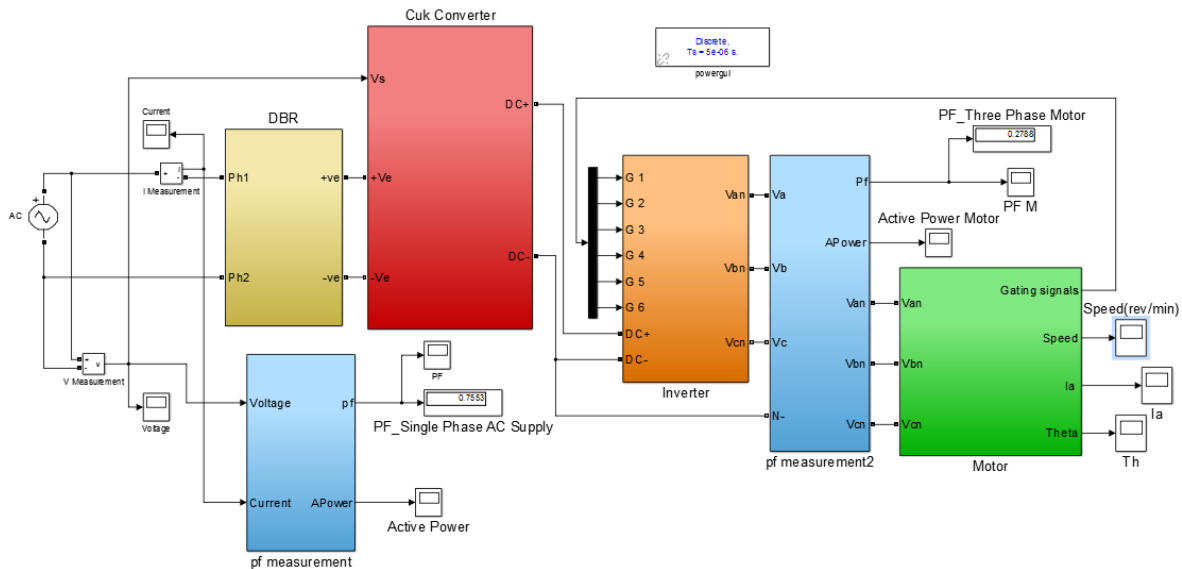


Figura 4.1.3.1. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un convertidor *Cuk* no aislado con puente rectificador.

A continuación, se presenta el esquema del convertidor y su respectivo control:

○ Convertidor *Cuk* no aislado

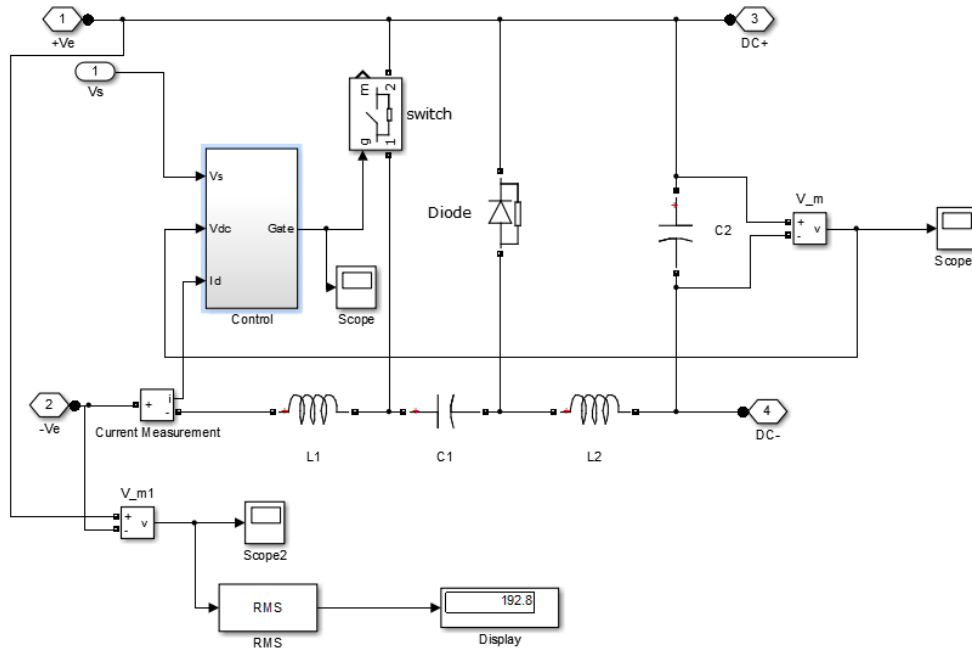


Figura 4.1.3.2. Convertidor *Cuk* Aislado sin Puente Rectificador.

Los valores de los parámetros del controlador PID del lazo de control de voltaje son:  $K_p = 0.0005$ ;  $K_i = 0.05$  y  $K_d = 0.01$ .

○ Esquema de control de voltaje del Convertidor *Cuk*

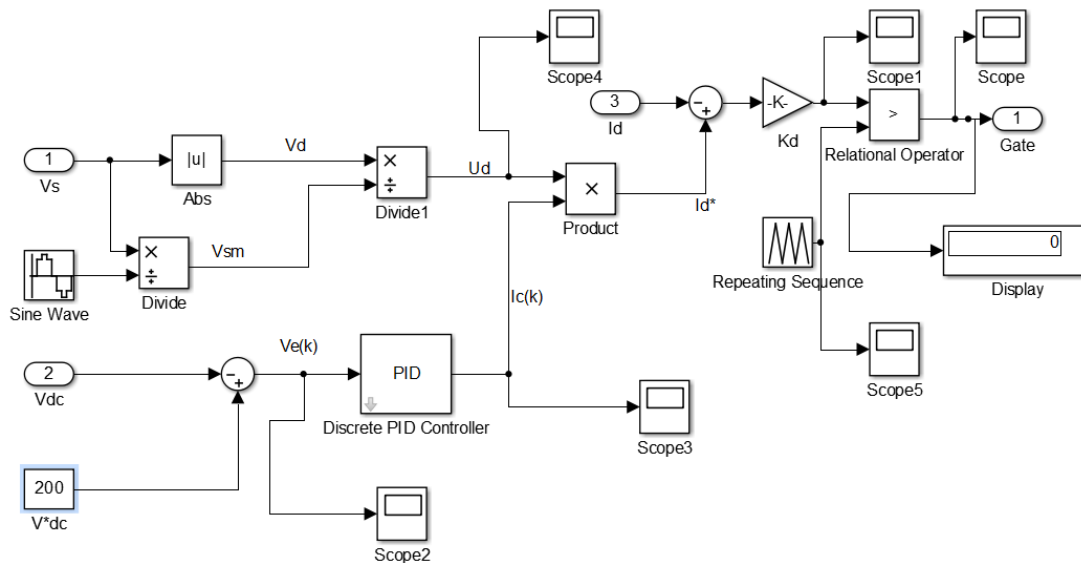


Figura 4.1.3.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor *Cuk*.

En la Tabla 4.1.3.2, se presentan los resultados obtenidos en simulación, de las variables de interés en estado estacionario:

Tabla 4.1.3.2. Valores de las variables de interés en estado estacionario

<i>Potencia activa promedio en la entrada del sistema</i>	<i>Potencia activa promedio en la entrada del motor</i>	<i>Factor de potencia percibido por la red de AC</i>	<i>Distorsión armónica total de la señal de corriente de la fuente</i>
285 W	260 W	0.77	89.25%

El promedio de la potencia activa total del sistema es de 285 W y la consumida por el motor es de 260 W (ver Tabla 4.1.3.2), lo que significa que el alimentador del motor DC sin escobillas consume aproximadamente 35 W (8.8%) de la energía total del sistema.

#### 4.1.4. Simulación basada en un convertidor *CUK* aislado sin puente rectificador

A continuación, se presentan los resultados obtenidos del modelado y simulación del sistema caso de estudio basado en un Convertidor *CUK* aislado sin puente rectificador. En la Figura 4.1.4.1 se presenta el diagrama de bloques del sistema.

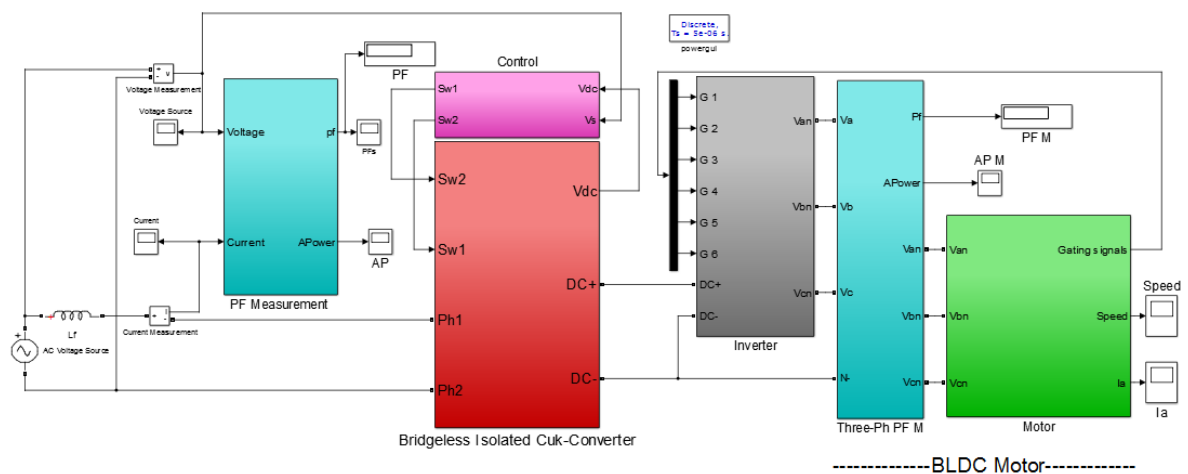


Figura 4.1.4.1. Diagrama de bloques del sistema caso de estudio con corrección de factor de potencia, basado en un convertidor *Cuk* aislado sin puente rectificador.

Los valores de los parámetros de este convertidor son presentados en la Tabla 4.1.4.1.

Tabla 4.1.4.1. Parámetros del convertidor *Cuk* aislado y filtro LC

$L_f$	82 mH
$C_f$	10 mF
L1 y L2	1 $\mu$ H
C11 y C12	40 $\mu$ F
C21 y C22	75 $\mu$ F
Lo1 y Lo2	45 $\mu$ H
Lm1 y Lm2	500 mH
$C_d$	2000 $\mu$ F

A continuación, se presenta el esquema del convertidor y su respectivo control:

- Convertidor *Cuk* con aislamiento de alta frecuencia

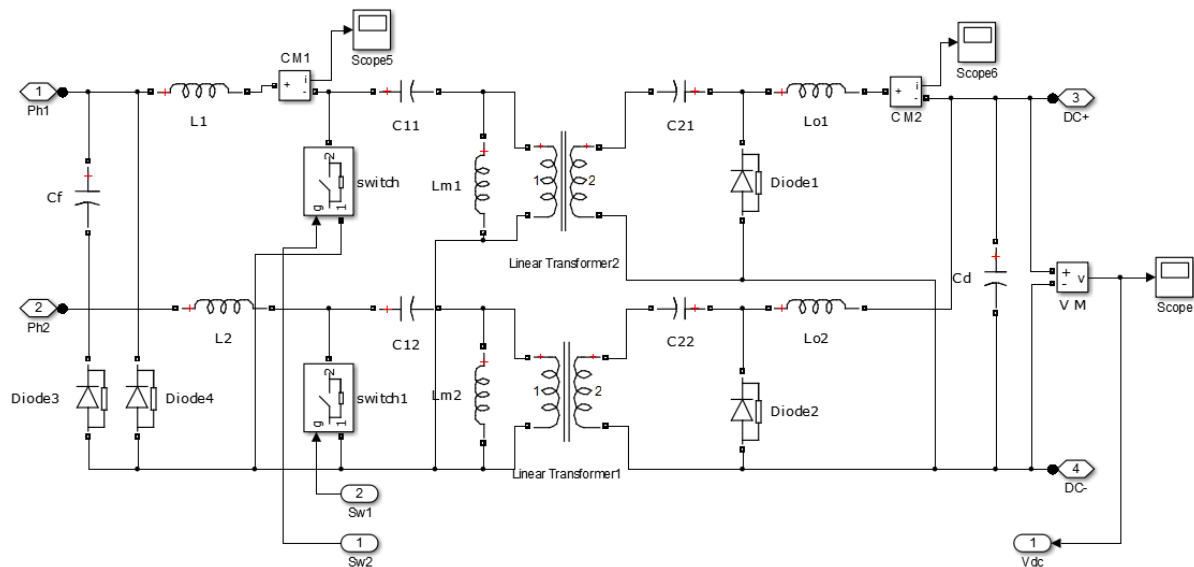


Figura 4.1.4.2. Convertidor *Cuk* con aislamiento de alta frecuencia.

Los valores de los parámetros del controlador PID del lazo de control de voltaje son:  $K_p = 0.0005$ ;  $K_i = 0.05$  y  $K_d = 0.001$ .

- Esquema de control de voltaje del Convertidor *Cuk*

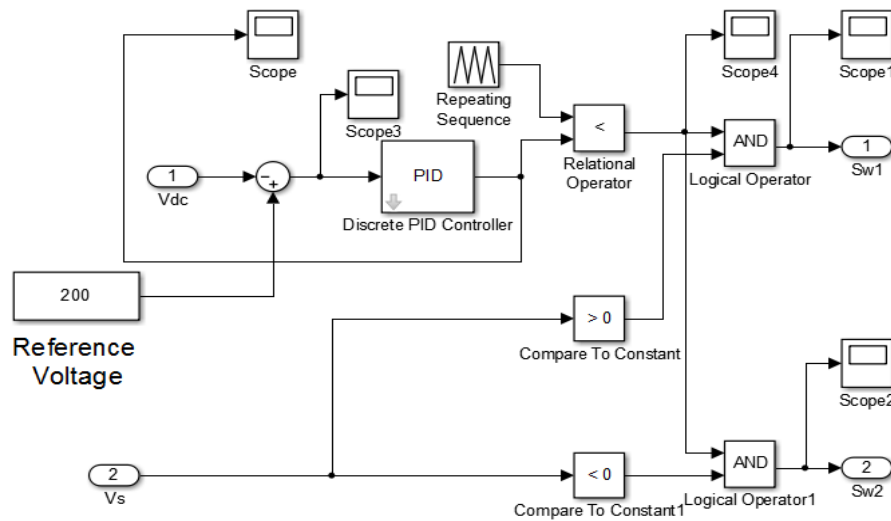


Figura 4.1.4.3. Esquema de control de voltaje del Convertidor *Cuk*.

En la Tabla 4.1.4.2. se presentan los resultados obtenidos en simulación, de las variables de interés en estado estacionario:

Tabla 4.1.4.2. Valores de las variables de interés en estado estacionario

<i>Potencia activa promedio en la entrada del sistema</i>	<i>Potencia activa promedio en la entrada del motor</i>	<i>Factor de potencia percibido por la red de AC</i>	<i>Distorsión armónica total de la señal de corriente de la fuente</i>
1500 W	177 W	0.79	40.40%

El promedio de la potencia activa total del sistema es de 1500 W y la consumida por el motor es de 177 W, lo que significa que el alimentador del motor de DC sin escobillas consume aproximadamente 1323 W (88.2%) de la energía total del sistema. En la figura 18 se aprecia cierta oscilación en la onda del factor de potencia percibido por la red de AC, esto debido al problema de “zona muerta” [58] producido durante los cambios de modo de operación del convertidor *Cuk* específicamente. Como resultado se produce también, mala regulación, inestabilidad y distorsión en la onda de tensión lo cual repercute en la respuesta del factor de potencia.

A continuación, se presenta la distorsión armónica total (DA), en dos ciclos del estado estacionario para el tiempo de simulación, de la señal de corriente de la red de AC (ver Figura 4.1.4.4).

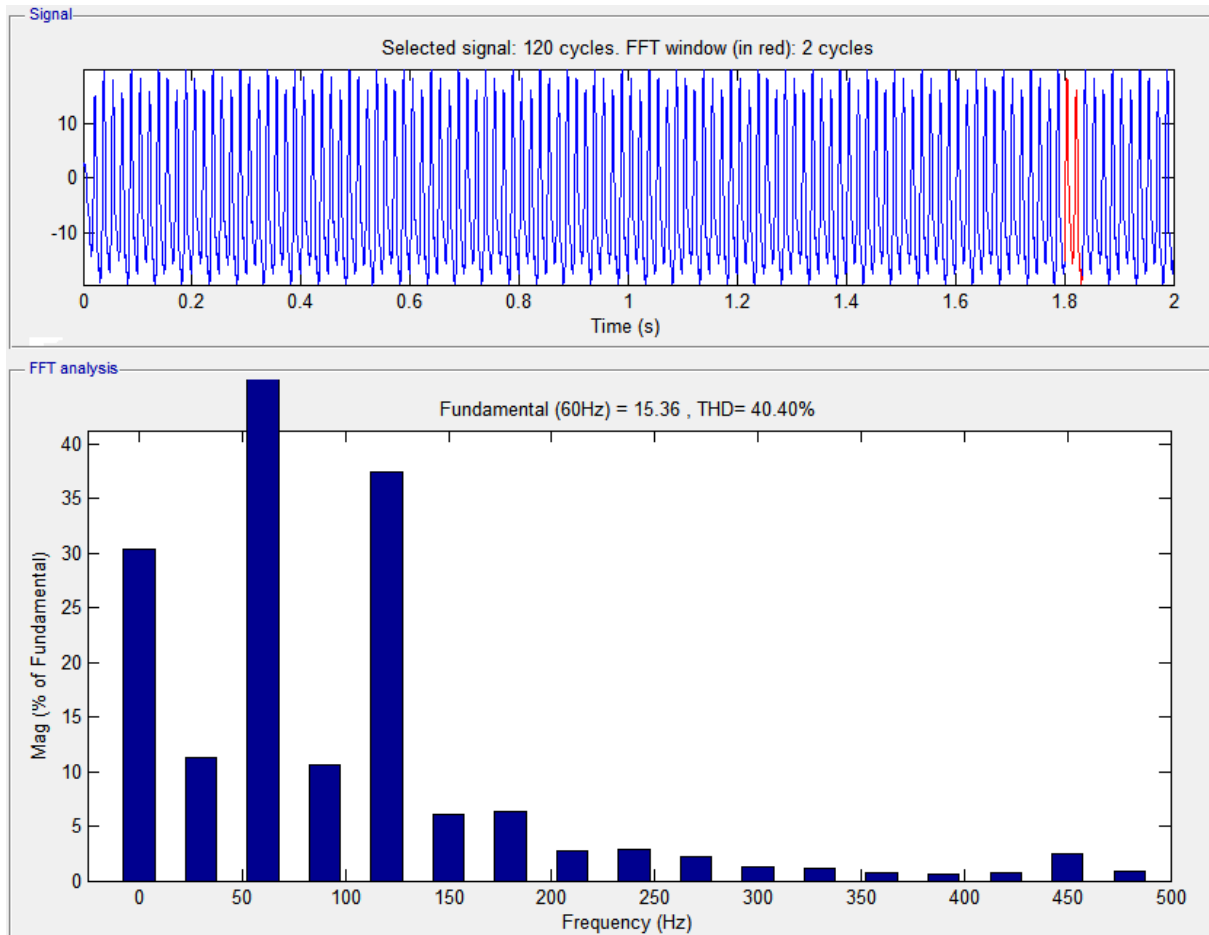


Figura 4.1.4.4. Distorsión armónica total de la señal de corriente de la fuente.

En la figura 4.1.4.4. se observa la presencia de sub-armónicos en la señal de la corriente de la red de AC, esto debido al problema de “zona muerta” [58] producido durante los cambios de modo de operación del convertidor *Cuk* específicamente. Como resultado se produce también, mala regulación, inestabilidad y distorsión en la onda de tensión.

## 4.2. Estudio del comportamiento del sistema considerando dispositivos semiconductores ideales

En esta sección se considera un estudio con dispositivos semiconductores en modo ideal para el convertidor *Cuk* sin aislamiento de alta frecuencia dada su simplicidad, en donde se desea verificar si la principal fuente de pérdida de eficiencia de conversión es debida a las no linealidades de los elementos activos presentes. De esta manera se podrá verificar el porcentaje de energía consumido por el motor y por su alimentador.

Para este estudio, se ha realizado el cálculo de la eficiencia de conversión en estado estacionario, haciendo uso de la ecuación (103), así:

$$EC = \frac{\overline{AP}_m}{\overline{AP}_s} \quad (103)$$

Donde,  $EC$  es la eficiencia de conversión,  $\overline{AP}_m$  es la potencia activa promedio consumida por el motor y  $\overline{AP}_s$  es la potencia activa promedio entregada por la red de AC.

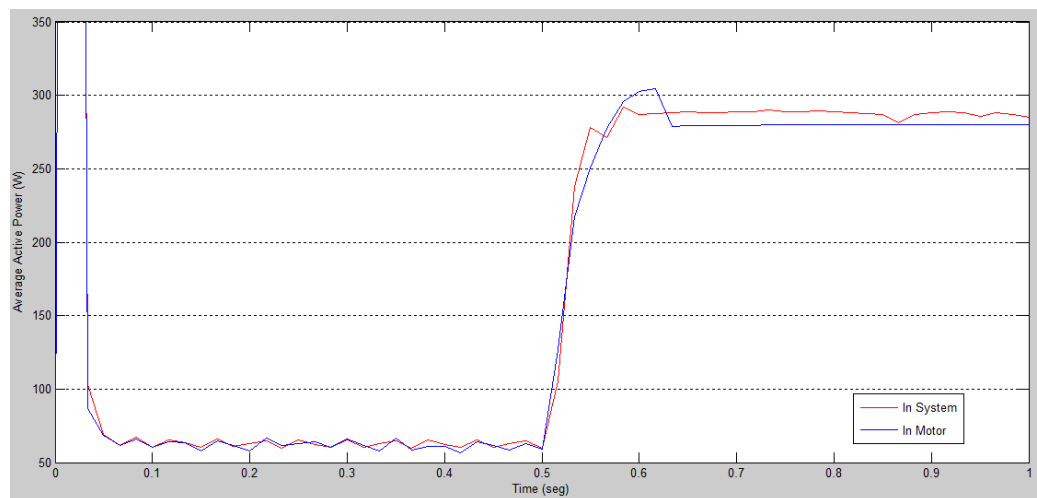


Figura 4.2.1. Potencia activa promedio entregada por la red de AC - Potencia activa promedio consumida por el motor (Vatios).

De esta manera, teniendo en cuenta los valores de potencia activa promedio en estado estacionario de la Figura 4.2.1, y haciendo uso de la ecuación (103), la eficiencia de conversión será:

$$EC = \frac{280 \text{ w}}{288 \text{ w}}$$

$$EC = 97.22\%$$

Es decir, que prácticamente toda la energía es consumida exclusivamente por el motor cuando el convertidor presenta elementos ideales, y el 2.78% restante será consumido por el puente rectificador de diodos y el inversor.

Por lo tanto, según los resultados obtenidos en términos de eficiencia de conversión con los dispositivos semiconductores reales (Sección 4.1), se puede comprobar que la principal pérdida de eficiencia de conversiones debida al número de elementos activos presentes en los convertidores; por las no linealidades, que corresponden a voltajes de ruptura y por capacitancias parásitas asociadas a los semiconductores, que se producen en los dispositivos reales de cada convertidor.

### **4.3. Variación de los parámetros del controlador PI de los convertidores (*Zeta*, *Luo* y *Cuk*)**

En esta sección se estudiará el efecto que produce el cambio en los parámetros del controlador PI del lazo de realimentación de voltaje del controlador que alimenta al inversor, en el sistema basado en los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk*, en: (i) el factor de potencia visto por la red de AC, (ii) el contenido armónico de la corriente suministrada por la red de AC y (iii) la eficiencia de conversión en estado estacionario.

El rango de variación se hará alrededor de los valores nominales de los parámetros del controlador (Casillas en rojo), hallados en las respectivas sintonizaciones para cada convertidor. Para la realización de cada prueba se variará primero el parámetro de la constante  $K_p$  y se mantendrá constante el parámetro  $K_i$ , y viceversa.



#### 4.3.1. Variación de los parámetros del controlador PI del convertidor Zeta aislado

Tabla 4.3.1.1. Variación de la constante Kp del controlador PI del convertidor Zeta aislado

Constante proporcional (Kp)	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
0.005	0.824	44.76	82.48
0.01	0.823	44.74	82.50
0.03	0.821	44.71	82.30
0.05	0.828	44.70	82.59
0.1	0.829	44.68	82.65
1	0.567	78.45	46.78

En la Tabla 4.3.1.1, se puede observar que la variación del parámetro Kp prácticamente no tiene ninguna influencia en las variables de estudio en estado estacionario para valores cercanos al nominal. Cuando se incrementa en gran medida, el sistema se empieza a ver comprometido.

Ahora, se variará el parámetro Ki y se mantendrá constante el parámetro Kp.

Tabla 4.3.1.2. Variación de la constante Ki del controlador PI del convertidor Zeta aislado

Constante integral (Ki)	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
0.0001	0.781	76.84	78.14
0.005	0.818	44.78	82.45
0.01	0.826	44.71	82.30
0.05	0.835	44.45	82.96
0.1	0.675	56.41	57.19

En la Tabla 4.3.1.2, se puede observar que la variación del parámetro  $K_i$  no presentamayor influencia en las variables de estudio en estado estacionario para valores cercanos al nominal. Cuando se incrementa o decrementa en gran medida, el sistema se empieza a ver comprometido.

#### 4.3.2. Variación de los parámetros del controlador PI del convertidor *Luo* aislado

Tabla 4.3.2.1. Variación de la constante  $K_p$  del controlador PI del convertidor *Luo* aislado

Constante proporcional ( $K_p$ )	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
0.005	0.806	38.74	80.43
0.01	0.811	38.12	80.90
0.03	0.812	36.29	81.65
0.05	0.814	36.35	81.77
0.1	0.819	36.60	82.05
1	0.489	81.43	55.12

En la Tabla 4.3.2.1, se puede observar que la variación del parámetro  $K_p$  prácticamente no tiene ninguna influencia en las variables de estudio en estado estacionario para valores cercanos al nominal. Cuando se incrementa en gran medida, el sistema se empieza a ver comprometido.

Ahora, se variará el parámetro  $K_i$  y se mantendrá constante el parámetro  $K_p$ .

Tabla 4.3.2.2. Variación de la constante  $K_i$  del controlador PI del convertidor *Luo* aislado

Constante integral ( $K_i$ )	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
0.0001	0.793	66.41	70.11
0.005	0.802	39.78	80.45
0.01	0.812	36.29	81.65
0.05	0.815	36.87	81.06

0.1	0.475	76.90	57.01
-----	-------	-------	-------

En la Tabla 4.3.2.2, se puede observar que el parámetro  $K_p$  presenta mayor influencia en las variables de estudio en estado estacionario que el parámetro  $K_i$ . A medida que se va incrementando, el sistema se empieza a ver comprometido.

#### 4.3.3. Variación de los parámetros del controlador PI del convertidor *Cuk* aislado sin puente rectificador

Tabla 4.3.3.1. Variación de la constante  $K_p$  del controlador PI del convertidor *Cuk* aislado

Constante proporcional ( $K_p$ )	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
0.000001	0.795	40.09	11.88
0.00005	0.792	40.12	11.83
0.0005	0.792	40.40	11.82
0.5	0.792	40.44	11.80
5	0.791	40.65	11.65
50	0.703	56.21	10.79

En la Tabla 4.3.3.1, se puede observar que la variación del parámetro  $K_p$  presenta mínima sensibilidad, prácticamente no tiene ninguna influencia en las variables de estudio en estado estacionario para valores cercanos al nominal. Cuando se incrementa de manera considerable, el sistema se empieza a ver comprometido. Ahora, se variará el parámetro  $K_i$  y se mantendrá constante el parámetro  $K_p$ .

Tabla 4.3.3.2. Variación de la constante  $K_i$  del controlador PI del convertidor *Cuk* aislado

Constante integral ( $K_i$ )	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
0.0001	0.706	65.80	9.47
0.005	0.790	40.79	11.85
0.05	0.792	40.40	11.82
0.1	0.789	43.45	11.12

1	0.498	89.43	9.87
---	-------	-------	------

En la Tabla 4.3.3.2, se puede apreciar mayor influencia en las variables de estudio en estado estacionario en la variación del parámetro  $K_i$  del controlador. Cuando se incrementa o decrementa en gran medida, el sistema se empieza a ver comprometido, especialmente para valores grandes.

A continuación, se evidencia la respuesta de la velocidad del motor ante la variación del parámetro  $K_p$  del controlador PI.

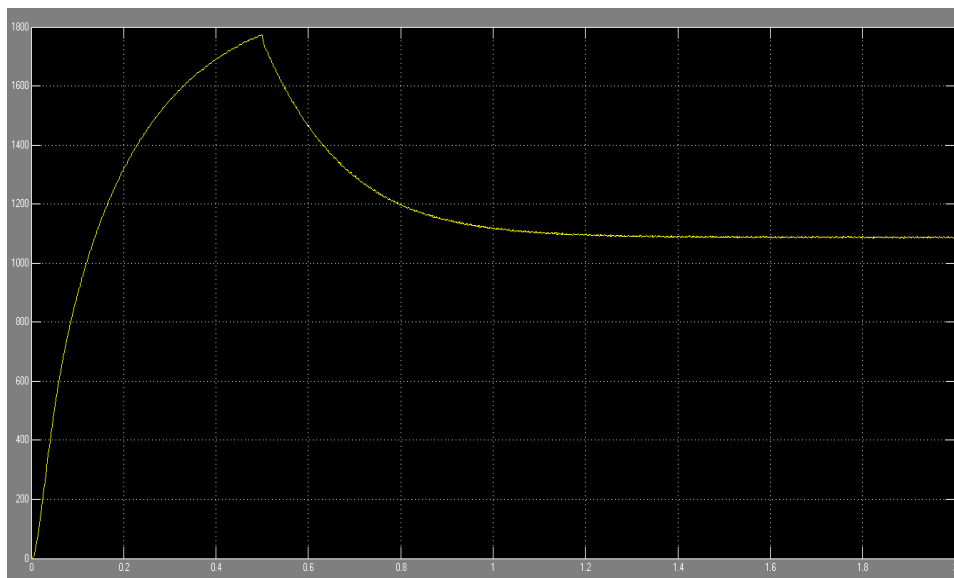


Figura 4.3.3.1. Respuesta de la velocidad del motor ante la variación del parámetro  $K_p$  del controlador PI (RPM).

En la Figura 4.3.3.1 se puede apreciar que la velocidad del motor disminuye significativamente cuando se altera el parámetro  $K_p$  del controlador.

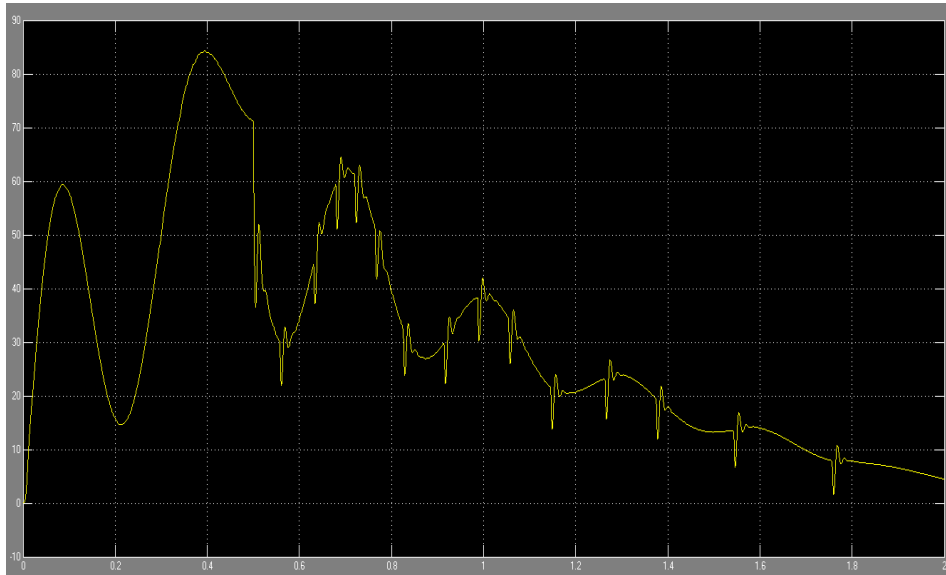


Figura 4.3.3.2. Respuesta de la velocidad del motor ante variación del parámetro  $K_i$  del controlador PI (RPM).

En la Figura 4.3.3.2 se puede apreciar que la velocidad del motor se desestabiliza y cae a cero cuando se altera en gran medida el parámetro  $K_i$  del controlador.

## 4.4. Variación de los parámetros del filtro LC en el sistema basado en los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk*

En esta sección se estudiará el efecto que produce el cambio en los parámetros del filtro LC en el sistema basado en los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk*, en: (i) el factor de potencia visto por la red de AC, (ii) el contenido armónico de la corriente suministrada por la red de AC y (iii) la eficiencia de conversión.

### 4.4.1. Variación de los parámetros del filtro LC en la entrada del convertidor *Zeta* aislado

El rango de variación se hará alrededor de los valores nominales de los parámetros del filtro (Casillas en rojo), los cuales fueron hallados teniendo en cuenta los parámetros del motor (ver Tabla 4.1.1.1), a partir de la respectiva sintonización como se realiza en [54 - 57].

Para la realización de esta prueba se variará el parámetro del inductor Lf y se mantendrá constante el parámetro del condensador Cf.

Tabla 4.4.1.1. Variación del parámetro del inductor del filtro LC a la entrada del convertidor

Inductor Lf (H)	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión (%)
$1e^{-6}$	0.824	44.77	82.58
$10e^{-6}$	0.825	44.75	82.17
$37.7e^{-6}$	0.825	44.71	82.57
$50e^{-6}$	0.825	44.73	82.16
$100e^{-6}$	0.825	44.74	82.26

Zeta aislado.

En la Tabla 4.4.1.1, se puede observar que la variación del parámetro de la inductancia del filtro LC de entrada del convertidor Zeta prácticamente no tiene ninguna influencia en las variables del estudio.

Ahora, se variará el parámetro del condensador Cf y se mantendrá constante el parámetro del inductor Lf.

Tabla 4.4.1.2. Variación del parámetro del condensador del filtro LC a la entrada del convertidor Zeta aislado.

Condensador Cf (F)	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
0.1e <sup>-9</sup>	0.783	47.77	81.14
1e <sup>-9</sup>	0.821	40.89	82.08
100e <sup>-9</sup>	0.825	44.71	82.57
330e <sup>-9</sup>	0.828	44.72	82.59
1000e <sup>-9</sup>	0.830	44.72	82.64

En la Tabla 4.4.1.2, se puede observar que al variar el parámetro del condensador del filtro de entrada del convertidor *Zeta* (0.1e<sup>-9</sup> a 1e<sup>-6</sup>), la eficiencia de conversión va aumentando a medida que el factor de potencia aumenta, sin embargo, hay un límite de incremento proporcional. Por otra parte, se puede observar un mínimo de DA de 40.89%, cuando el inductor del filtro está en 1e<sup>-9</sup> H.

#### 4.4.2. Variación de los parámetros del filtro LC en la entrada del convertidor *Luo* aislado

Para la realización de esta prueba se variará el parámetro del inductor Lf y se mantendrá constante el parámetro del condensador Cf.

Tabla 4.4.2.1. Variación del inductor del filtro LC en la entrada del convertidor *Luo* aislado

Inductor Lf (H)	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión(%)
1e <sup>-6</sup>	0.782	52.29	80.25
3.77 e <sup>-6</sup>	0.810	36.29	81.60
10 e <sup>-6</sup>	0.795	36.78	81.37
20 e <sup>-6</sup>	0.793	36.37	81.78
50 e <sup>-6</sup>	0.792	36.30	81.78
100 e <sup>-6</sup>	0.792	36.30	81.78

En la Tabla 4.4.2.1, al variar el parámetro del filtro de entrada del convertidor *Luo* (1e<sup>-6</sup> a 100e<sup>-6</sup>) H, se puede observar un máximo en el factor de potencia de 0,81 cuando el filtro está en 3.77e<sup>-6</sup>H. Se puede evidenciar también, una relación inversamente proporcional entre la DA de la corriente suministrada por la red de AC y la eficiencia de conversión, es decir, mientras mejora la eficiencia de conversión, la DA

disminuye. Hay un mínimo de DA de 36.29%, cuando el inductor del filtro está en  $3.77e^{-6}H$ .

Ahora, se variará el parámetro del condensador  $C_f$  y se mantendrá constante el parámetro del inductor  $L_f$ .

Tabla 4.4.2.2. Variación del parámetro del condensador LC a la entrada del convertidor *Luo* aislado.

Condensador $C_f$ (F)	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión (%)
$0.001e^{-9}$	0.890	49.56	76.00
$0.1e^{-9}$	0.810	36.29	81.60
$1e^{-9}$	<b>0.795</b>	<b>36.78</b>	<b>81.37</b>
$10e^{-9}$	0.810	72.14	84.52
$50e^{-9}$	0.730	92.77	84.59

En la Tabla 4.4.2.2, al variar el parámetro del condensador del filtro de entrada del convertidor *Luo* ( $0.01e^{-9}$  a  $50e^{-9}$ ) F se puede observar que, al aumentar la eficiencia de conversión disminuye el factor de potencia. se puede evidenciar también, una relación directamente proporcional entre la DA de la corriente suministrada por la red de AC y la eficiencia de conversión, es decir, mientras mejora la eficiencia de conversión, la DA se incrementa perjudicialmente en la corriente del sistema.

#### 4.4.3. Variación de los parámetros de los filtros de entrada del convertidor *Cuk* aislado

Tabla 4.4.3.1. Variación de los parámetros de los filtros de entrada del convertidor *Cuk* aislado.

Filtro de entrada $L1$ y $L2$ (H)	Factor de potencia visto por la red de AC	DA de la corriente suministrada por la red de AC (%)	Eficiencia de conversión (%)
$1e^{-4}$	0.780	46.48	11.80
$10e^{-4}$	0.788	45.77	11.55
$20e^{-4}$	<b>0.791</b>	<b>40.40</b>	<b>11.80</b>
$50e^{-4}$	0.796	42.91	11.18
$100e^{-4}$	0.793	39.80	10.22
$200e^{-4}$	0.755	33.71	9.80



En la Tabla 4.4.3.1, al variar los parámetros del filtro de entrada del convertidor *Cuk* aislado ( $1e^{-4}$  a  $200e^{-4}$ ) H se puede observar un máximo en el factor de potencia de 0,796 cuando el filtro está en  $50e^{-4}$  H. Por otro lado, se puede evidenciar una relación directamente proporcional entre la DA de la corriente suministrada por la red de AC y la eficiencia de conversión, es decir, mientras mejora la eficiencia de conversión, la DA se incrementa en la corriente del sistema.

## 4.5. Comparación de los parámetros de interés obtenidos para los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk*

A continuación, se presenta el cuadro comparativo de los parámetros de interés obtenidos en cada caso para los esquemas utilizados a partir de la sintonización realizada en el Subcapítulo 3.1, además, se incluyen los resultados del sistema basado en el convertidor *Cuk* no aislado en modo ideal del subcapítulo 4.2:

Tabla 4.5.1. Comparación de los parámetros de interés obtenidos para los convertidores *Zeta*, *Luo* y *Cuk*

Convertidores	Factor de potencia	Eficiencia de conversión (%)	DA de la corriente de la red de AC (%)	Índice de correlación entre E.E. y Calidad
<i>Zeta</i>	0.82	82.3	44.71	1.5094
<i>Luo</i>	0.81	81.6	36.29	1.8213
<i>Cuk</i> no aislado	0.77	91.2	89.25	0.7868
<i>Cuk</i> aislado	0.79	11.8	40.40	0,2307

Para determinar la mejor relación entre eficiencia de conversión y calidad de energía (en términos de DA y factor de potencia), se ha propuesto un índice, dado en la ecuación (104):

$$I = \frac{FP * EC}{DA} \quad (104)$$

Donde, FP (Factor de potencia) es multiplicado por la EC (Eficiencia de Conversión), y esto dividido entre la DA (Distorsión Armónica Total) para cada convertidor. De esta manera, se ha podido determinar que la mejor correlación entre los parámetros de interés es la del convertidor *Luo* cuyo índice es de 1.8213. Por otro lado, el de menor índice de correlación es el convertidor *Cuk* aislado sin puente rectificador (ver Tabla 4.5.1).

# Discusión

En la presente investigación se compararon los manejadores para motores de DC sin escobillas, *Zeta*, *Luo* y *Cuk* de acuerdo a tres variables de interés, dos de calidad de energía y una de eficiencia de conversión. Con respecto a calidad de energía se estudiaron: (i) la distorsión armónica de la señal de corriente que circula entre los terminales de la fuente de AC que alimenta todo el sistema y (ii) el factor de potencia de estado estacionario visto por dicha fuente. En cuanto a la eficiencia de conversión se estudió el cociente entre la potencia activa suministrada a la máquina eléctrica y la potencia activa entregada por la fuente de AC. Del estudio de simulación realizado se obtuvo que los manejadores *Zeta* y *Luo* presentaron los factores de potencia más altos, los cuales fueron muy similares, 0.825 y 0.820 respectivamente. Adicionalmente, el manejador *Luo* presentó la distorsión armónica de corriente más baja (36.29%).

El manejador *Cuk* no aislado con puente rectificador obtuvo la máxima eficiencia de conversión (91.23%) pero también la distorsión armónica más alta (89.25%) y el factor de potencia más bajo (0.77). Esta característica, alta eficiencia y baja calidad de energía, no fue un aspecto común con respecto a los otros manejadores. En el *Cuk* aislado sin puente rectificador se obtuvo una baja eficiencia de conversión (11.80%), un bajo factor de potencia bajo (0.79) y una distorsión armónica del 40.40%. El convertidor *Zeta* obtuvo la segunda eficiencia de conversión más alta (82.29%) y el mejor factor de potencia (0.825).

Con el fin de presentar una medida que integrara las tres variables objeto de análisis, se propuso un índice de desempeño mixto definido como el producto entre el factor de potencia y la eficiencia de conversión, dividido por la distorsión armónica. Al evaluar los tres manejadores con la nueva medida se obtuvo que el manejador *Luo* presentó el valor más alto (1.8213) con respecto al *Zeta* (1.5094), al *Cuk* no aislado (0.7868) y al *Cuk* aislado (0.2307).

Del análisis de sensibilidad de las tres variables estudiadas con respecto a las inductancias y a las capacitancias de los filtros de los manejadores, se observaron correlaciones tanto directas como inversas entre eficiencia de conversión y calidad de

energía. En el caso del convertidor *Zeta*, al variar la capacitancia del filtro de entrada se obtuvo un coeficiente de correlación de *Spearman* igual a uno ( $r=+1.0$ ) entre la eficiencia de conversión y el factor de potencia, indicando que cuando una variable crece, la otra también. En contraposición, la correlación entre eficiencia de conversión y distorsión armónica fue nula ( $r=0$ ). Para el convertidor *Luo* la situación fue completamente opuesta a la del convertidor *Zeta*. Al variar la capacitancia del filtro, la correlación entre eficiencia de conversión y factor de potencia fue inversa ( $r=-0.82$ ) indicando que cuando una variable crece, la otra decrece. Para este convertidor la correlación entre eficiencia y distorsión fue positiva ( $r=+0.90$ ). En estos dos convertidores las variables de interés no cambiaron significativamente con respecto a la inductancia del filtro de entrada. Para el convertidor *Cuk* aislado se variaron las dos inductancias de entrada y se obtuvo, al igual que en el convertidor *Luo* una correlación negativa ( $r=-0.94$ ) entre la eficiencia de conversión y el factor de potencia. En contraposición la correlación entre eficiencia y distorsión fue muy baja ( $r=0.14$ ).

# Conclusiones

Con la realización de la presente investigación se concluyó que no en todos los casos un aumento de las variables de calidad de la energía implica una disminución de la eficiencia de conversión. Dependiendo de la arquitectura del convertidor, se observaron correlaciones tanto directas como inversas entre eficiencia de conversión y calidad de energía. Adicionalmente se comprobó la correlación inversa entre la distorsión armónica de la corriente suministrada por la red de A.C y el factor de potencia visto por dicha red. Lo anterior se fundamenta en el hecho que para obtener un factor de potencia unitario, la señal corriente debe poderse expresar como el producto entre la señal de voltaje y una constante de proporcionalidad positiva. Cuando se tiene un voltaje sinusoidal, y una corriente no sinusoidal dicha constante de proporcionalidad no puede existir. Entre más armónicamente distorsionada este la corriente más pequeña será la norma del producto entre el voltaje y la corriente (potencia activa) con respecto al producto entre las normas del voltaje y la corriente (potencia aparente).

Los dispositivos semiconductores utilizados en sistemas electrónicos de potencia se pueden representar, en el caso ideal, como interruptores donde el producto entre el voltaje y la corriente es siempre igual a cero. Bajo esta premisa los manejadores para motores BLDC estarían compuestos por elementos con consumo cero de potencia activa y en consecuencia su eficiencia de conversión sería del 100%. En el curso de esta investigación se comprobó, con base en resultados de simulación, que en una situación no ideal la disipación de energía de estos semiconductores puede afectar de manera significativa la eficiencia de conversión. Se observó que el manejador *Cuk* aislado sin puente rectificador, el cual es el que más elementos semiconductores contiene, presenta la eficiencia de conversión más baja.

La principal contribución del presente trabajo fue la propuesta de un índice mixto que combina factor de potencia, distorsión armónica y eficiencia de conversión. Este índice podrá ser utilizado en futuras investigaciones para la selección óptima de los valores de capacitancia e inductancia de manejadores BLDC

# Bibliografía

- [1] V. Bist y B. Singh, «An Adjustable-Speed PFC Bridgeless Buck-Boost Converter-Fed BLDC Motor Drive» IEEETOIE, vol.61, nº 6, pp. 2665 - 2677, 2014.
- [2] V. Bist, y B. Singh, «Reduced sensor configuration of a power factor correction based single-ended primary inductance converter fed brushless DC motor drive», Power Electronics, IET, vol.8, nº 9, pp. 1606-1615, 2015.
- [3] M. El-Sharkawi, et al., «High performance drive of DC brushless motors using neural network», IEEEETEC, vol. 9, nº 2, pp. 317-322, 1994.
- [4] S. Hesari y M. Sistani, «Efficiency improvement by timely controlling power factor in permanent magnet synchronous motor using PSO algorithm», Technology, Communication and Knowledge, ICTCK, 2014, pp. 1-4.
- [5] B. A. Bhatia, «Power Factor in Electrical Energy Management», PDH Center, 2012.
- [6] H. Azazi, et al., «Review of passive and active circuits for power factor correction in single phase, low power AC-DC converters», 14th International Middle East Power System Conference, Egypt, 2010, pp. 217-224.
- [7] H. Fang, et al., «Position servo control of brushless DC motor based on the second discrete filter», Robotics and Biomimetics, 2007. ROBIO 2007. IEEE International Conference on, 2007.
- [8] H. Tze-yee, et al., «The design of a PMSM motor drive with active power factor correction», Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC), 2011 2nd International Conference on, 2011.
- [9] C. Xia, et al., «Robust speed controller design for brushless motor drive», Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, vol. 21, nº 3, pp. 5-8, 2002.
- [10] C. Xia, et al., «A Speed Observer for Brushless DC Motor», Micromotors. servo Technique, vol. 6, p. 6, 2001.
- [11] C. Lee y N. Kwok, «A variable structure controller with adaptive switching surfaces [brushless DC motor]», American Control Conference, Proceedings of the 1995, 1995, pp. 1033-1034.
- [12] M. Yksel, et al., «BLDC wheel hub motor and motor controller performance test of a concept electric robotic vehicle in HIL according to real driving characteristics», the 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2015.
- [13] A. Gmerek y E. Jezierski, «Admittance control of a 1-DoF robotic arm actuated by BLDC motor», Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2012 17th

International Conference on, 2012.

- [14] R. Letchmanan, et al., «Notice of Violation of IEEE Publication Principles "Design of ARM-Based Inverter Electrostatic Dehydrator for Crude Oil Emulsions" Fault Evaluation of Relative-Coupled BLDC Drives for Multi-Facet Mobile Robot with Distributed Speed Factors», the 2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006.
- [15] T. P. Banerjee, et al., «Hybrid Intelligent Predictive Control System for High Speed BLDC Motor in Aerospace Application», Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2010 3rd International Conference on, 2010.
- [16] S. Swarnakar, et al., «Inverter Fault Tolerance in BLDC Drives for Electromechanical Aerospace Actuators», the Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on, 2006.
- [17] V. Hubik, et al., «On the development of BLDC motor control run-up algorithms for aerospace application», the Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008.
- [18] H. Y. Kanaan y K. Al-Haddad, «Boost Preregulators for Power Factor Correction in Single-Phase Rectifiers», Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications, pp. 503-533, 2014.
- [19] N. Kim, et al., «BLDC Motor Control Algorithm for Low-Cost Industrial Applications», the APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2007, pp. 1400-1405.
- [20] Z. Li y C. Xia, «Speed Control of Brushless DC Motor Based on CMAC and PID Controller», Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on, 2006.
- [21] X. Changliang, et al., «Variable structure control of BLDCM based on extended state observer», Mechatronics and Automation, 2005 IEEE International Conference, 2005.
- [22] L. Guohai y Z. Hongtao, «Design and analysis on permanent-magnet BLDC motor for automatic door», Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, 2008.
- [23] N. Parspour y R. Hanitsch, «Fuzzy controlled brushless DC motor for medical applications», the Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on, 1994.
- [24] B. X. Xiao, et al., «Application of adaptive control on brushless DC motor speed control system», Journal of Hefei University of Technology (Natural Science), vol. 22, n° 6, p. 94–97, 1999.
- [25] P. Pumira y M. Konghirun, «Digital control of sensorless brushless DC motor drive system with power factor correction for air conditioners», Electrical Machines and

Systems (ICEMS), 2011 International Conference on, 2011.

- [26] Q. V. Tran, et al., «Simple starting-up method of BLDC sensorless control system for vehicle fuel pump», de Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2010.
- [27] A. Tashakori y M. Ektesabi, «Stability analysis of sensorless BLDC motor drive using digital PWM technique for electric vehicles», de IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012.
- [28] B. K. Lee y M. Ehsani, «Advanced BLDC motor drive for low cost and high performance propulsion system in electric and hybrid vehicles», Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, pp. 246-251, 2001.
- [29] M. Gougani, et al., «Hall sensor-based Locking Electric Differential System for BLDC motor driven electric vehicles», Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International, pp. 1-7, 2012.
- [30] S. H. Kam, et al., «A study of voltage control method for torque pulsation factor reduction for home applications integrated BLDC motor drive», de Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015 18th International Conference on, 2015.
- [31] C. Xia, «Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls», Tianjin: Science Press, John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., China, 2012.
- [32] V. Bist y B. Singh, «A Unity Power Factor Bridgeless Isolated *Cuk* Converter-Fed Brushless DC Motor Drive», IEEETOIE, vol. 62, nº 7, pp. 4118-4129, 2015.
- [33] IEEE Std 519 - 2014, «IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems», IEEE Power & Energy Society, New york, 2014.
- [34] IEEE Std 1459 - 2010, «IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions», IEEE Power & Energy Society, 2010.
- [35] C. Kwok y N. Lee, «A variable structure controller with adaptive switching surfaces brushless DC motor,» de *Proceedings of the American Control Conference*, USA, 1995.
- [36] C. Xia, , et al., «Robust speed controller design for brushless motor drive,» *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, vol. 21, nº 3, pp. 5-8, 2002.
- [37] B. Xiao, et al., «Application of adaptive control on brushless DC motor speed control system,» *Journal of Hefei University of Technology (Natural Science)*, vol. 22, nº 6, pp. 94-97, 1999.
- [38] C. Xia, et al., «Ant colony algorithm based fuzzy control for a brushless DC motor,» de *IEEE Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation*, China,



2006.

- [39] C. Xia y W. Chen, «Sensorless control of brushless DC motor based on fuzzy logic,» de *IEEE Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation*, China, 2006.
- [40] C. Xia y W. Chen, «Sensorless control of brushless DC motors at low speed using neural networks,» de *IEEE International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, China, 2005.
- [41] C. Xia, et al., «A speed observer for brushless DC motor,» *Micromotors servo technique*, vol. 34, nº 6, pp. 27-29, 2001.
- [42] C. Xia, et al., «Single neural PID model reference adaptive control for PM brushless DC motors based on RBF neural network on-line identification,» *Transactions of China Electrotechnical Society*, vol. 20, nº 11, p. 65–69 , 2005.
- [43] Z. Li y C. Xia, «Speed control of brushless DC motor based on CMAC and PID controller,» de *IEEE Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation*, China, 2006.
- [44] C. Xia, et al., «Variable structure control of BLDCM based on extended state observer,» de *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Canada, 2005.
- [45] C. Xia, et al., «The direct torque control for permanent magnet brushless DC motors,» *Proceedings of the CSEE*, vol. 28, nº 6, p. 104–109 , 2008.
- [46] Y. Wang y C. Xia, «Adaptive speed control for brushless DC motors based on genetic algorithm and RBF neural network,» de *IEEE International Conference on Control and Automation*, China, 2007.
- [47] D. Liu, et al., «Control of brushless DC motor using fuzzy set based immune feedback PID controller,» de *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, España, 2007.
- [48] Y. Tian, et al., «Sensorless position control using adaptive wavelet neural network for PMSBLDCM,» de *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, España, 2007.
- [49] H. Fang, et al., «Position servo control of brushless DC motor based on the second discrete filter,» de *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, China, 2007.
- [50] R. Herrera y P. Salmerón, «Instantaneous Reactive Power Theory: A Reference in the Nonlinear Loads Compensation,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, , vol. 56, nº 6, 2009.

- [51] L. Czarnecki, «Energy flow and power phenomena in electrical circuits: illusions and reality,» *Electrical Engineering* 82 , pp.119-126, 2000.
- [52] M. Castro-Núñez, et al., «M, the conservative power quantity based on the flow of energy,» *IET, The Journal of Engineering*, 2016.
- [53] M. Castro-Núñez, «The use of geometric algebra in the analysis of nonsinusoidal networks and the construction of a unified power theory for single phase systems – a paradigm shift, » *PhD thesis, University of Calgary*, 2013.
- [54] V. Bist y B. Singh, «A Brushless DC Motor Drive With Power Factor Correction Using Isolated Zeta Converter,» *IEEETOII*, vol. 10, nº 4, pp. 2064-2072, 2014.
- [55] V. Bist y B. Singh, «Power factor correction in a brushless DC motor drive using an isolated-Luo converter,» de *Power India International Conference (PIICON), 2014 6th IEEE*, 2014.
- [56] V. Bist y B. Singh, «A Unity Power Factor Bridgeless Isolated Cuk Converter-Fed Brushless DC Motor Drive,» *IEEETOIE*, vol. 62, nº 7, pp. 4118-4129, 2015.
- [57] E. A. Jose y K.Thomas,«Matlab Simulink Model of Cuk PF Corrected BLDC Motor Drive,»*International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*,vol. 2, Issue 6, 2013.
- [58] J.Ramki y S.Sundhar, «A Cuk Converter with Hysteretic Transition Method for Avoiding Dead-Zone Effect and Sub Harmonics,»*International Journal on Applications in Engineering and Technology*, vol. 1, Issue 3, pp. 30-35,2015.