

Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción en Control Automático



# “Análisis de un Rectificador Activo Multinivel Trifásico para Propósitos de Control”

Tesis que para obtener el título de  
Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

**I.M. Jesús Torres Mireles**

Asesores:

**Dr. José de Jesús Lira Pérez**

**Dra. Nancy Visairo Cruz**

Diciembre 2013

**Universidad Autónoma de San Luis Potosí**

**Facultad de Ingeniería**

**Maestría en Ingeniería Eléctrica**

**Opción en Control Automático**

Tesis:

**“Análisis de un Rectificador Activo Multinivel Trifásico para  
Propósitos de Control”**

Presenta:

---

**I.M. Jesús Torres Mireles**

Sinodales:

---

**Dr. José de Jesús Lira Pérez (Asesor)**

---

**Dra. Nancy Visairo Cruz (Co-asesor)**

---

**Dr. Victor Manuel Cárdenas Galindo**

---

**Dr. Homero Miranda Vidales**

---

**Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez**

*A mis papás, a mi esposa y a mi hijo. Las personas  
que más amo y valoro.*



# Agradecimientos

A mi papá que me ha enseñado que siempre hay que perseverar y seguir adelante aunque todo parezca difícil.

A mi mamá que me ha enseñado a sonreír, ser optimista y disfrutar de todas las pequeñas y grandes cosas que tiene la vida.

A mi esposa por mostrarme todo su amor, paciencia y apoyo. Gracias por estar a mi lado este tiempo.

A mi hijo por ser el motor de mi vida, por darme la motivación de ser una persona mejor y la dicha de ser padre.

A mis hermanas por ayudarme (cuidando al bebe), dándome respaldo, cariño sincero y por ser tan graciosas.

A mis amigos casi hermanos (Rumba Cósmica F.C.) Polux Medellin, Miguel Esparza, Aaron Esparza, Oscar Melendez, Burro Verastegui, Eddie Meduza, Huguin X y Arturo Villalpando por darme un campeonato y verdadera amistad .

A mis asesores el Dr. José de Jesús Lira Pérez y la Dra. Nancy Visairo Cruz por sus consejos, apoyo y confianza.

A los doctores: Ciro Alberto Núñez Gutiérrez, Víctor Manuel Cárdenas Galindo, Homero Miranda Vidales y Ricardo Álvarez Salas por los conocimientos impartidos a través de las asignaturas y por siempre tratar de ayudar.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por brindarme apoyo económico durante la realización de mis estudios.



# ÍNDICE GENERAL

RESUMEN	3
INTRODUCCIÓN	5
1 Calidad de la energía	5
2 Problemática asociada a los sistemas de rectificación	6
2.1 Distorsión armónica	6
2.2 Factor de potencia	8
2.3 <i>Sags</i> de tensión trifásicos	9
3 Rectificador activo multinivel trifásico	10
4 Estado del arte	11
5 Objetivos	16
5.1 Objetivo general de la tesis	16
5.2 Objetivos particulares	16
6 Contenido general	17
I ANÁLISIS DEL RECTIFICADOR ACTIVO MULTINIVEL TRIFÁSICO	19
I.1 Descripción del sistema	19
I.2 Principio de operación	20
I.2.1 Análisis de la fase $a$	20
I.3 Dimensionamiento	22
I.3.1 Selección del inductor	23
I.3.2 Selección del condensador	25
I.4 Modelo matemático conmutado	26
I.4.1 Simplificación del modelo matemático conmutado	28
I.5 Modelo matemático continuo	29
I.5.1 Validación del modelo matemático continuo	30
I.6 Transformación $dq$	33
I.6.1 Transformación $dq$ monofásica por fase	33
I.6.1.1 Transformación de la expresión de corriente	34
I.6.1.2 Transformación de la expresión de voltaje	35
I.6.1.3 Validación del sistema con transformación $dq$ monofásica por fase	36
I.7 Discusiones Parciales	37
II DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL	39
II.1 Objetivos y esquema de control	40
II.2 Control no lineal para corriente	43
II.2.1 Forma canónica controlable	44
II.2.2 Grado Relativo	45
II.2.3 Difeomorfismo	47
II.2.4 Dinámica cero	50
II.2.5 Ley de control	51

## Índice

---

II.3	Función de transferencia del lazo de corriente	52
II.4	Control y función de transferencia del lazo de voltaje	53
II.5	Resultados	56
II.6	Discusiones parciales	64
III	DISEÑO Y DESEMPEÑO DE CONTROL NO LINEAL MÁS INTEGRAL	65
III.1	Objetivos de control	66
III.2	Control integral	67
III.3	Control no lineal más control integral	69
III.4	Resultados	74
III.5	Discusiones Parciales	81
IV	OPERACIÓN DEL RECTIFICADOR ACTIVO MULTINIVEL TRIFÁSICO ANTE DISTINTOS TIPOS DE PERTURBACIONES	83
IV.1	Estabilidad del sistema	84
IV.2	Perturbaciones la tensión de entrada	84
IV.2.1	<i>Sag</i> tipo A	85
IV.2.2	<i>Sag</i> tipo B	87
IV.2.3	<i>Sag</i> tipo C	88
IV.2.4	<i>Sag</i> tipo D	91
IV.2.5	<i>Sag</i> tipo E	92
IV.2.6	<i>Sag</i> tipo F	94
IV.2.7	<i>Sag</i> tipo G	96
IV.3	Carga dinámica	98
IV.4	Discusiones Parciales	100
	CONCLUSIONES	101
	APÉNDICE	105
A.	Lista de símbolos	105
B.	Límite de compensación para un <i>sag</i> de tensión	109
C.	Principio de modulación SPWM	113
	ÍNDICE DE FIGURAS	115
	BIBLIOGRAFÍA	119



# RESUMEN

La contaminación armónica debido a cargas no lineales en sistemas de potencia es un problema que se ha venido atacando en las últimas décadas, ya que la inyección de corrientes distorsionadas en la red de suministro eléctrico repercute directamente con efectos negativos en la calidad de la energía [1]. Los sistemas de conversión de energía, como los rectificadores, son un ejemplo común de dichas cargas no lineales. Aunque los rectificadores con condensador de filtrado poseen grandes ventajas como lo son el bajo costo y sencillez, éstos también presentan serios problemas en las redes como la distorsión armónica de la corriente y el bajo factor de potencia. Además de estos problemas, los rectificadores frecuentemente están sometidos a perturbaciones tales como cambios de carga y variaciones de tensión en la alimentación, causando que el voltaje entregado a la carga no sea el requerido.

El Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT), estudiado en este trabajo, tiene la capacidad de corregir el factor de potencia y a su vez regular el voltaje entregado a la carga ante las perturbaciones ya mencionadas, haciendo de éste un sistema que aprovecha la

mayor parte de la energía suministrada por la red eléctrica y no la deteriora en el proceso de conversión.

Para lograr lo anterior, en este trabajo de tesis se analiza el desempeño de un controlador no lineal más una acción integral en sistemas de rectificación trifásica, con el objetivo de disminuir la distorsión armónica de la corriente, mantener el factor de potencia cercano a la unidad y regular el voltaje entregado a la carga aún cuando en el sistema se presenten perturbaciones tales como cambios de cargas y *sags* de tensión simétricos y asimétricos.

Como primera parte, se contempla el análisis y modelado del RAMT, en donde se describe la topología del rectificador, se explica detalladamente el principio de operación para llegar a la obtención del modelo matemático conmutado, y tomando en cuenta algunas suposiciones referentes a los valores de los elementos del sistema se realiza una simplificación de éste y además considerando que la frecuencia de conmutación es muy alta con respecto a la constante de tiempo del sistema se obtiene el modelo continuo, a partir del nuevo modelo se realiza la transformación  $dq$  y se muestra el criterio de selección de los inductores y los condensadores.

Considerando la generación de referencias y expresando la dinámica del sistema en una forma adecuada, se diseña un control no lineal para el seguimiento de las corrientes del lado de *ca* (corriente alterna) añadiéndole una acción integral para dar robustez ante *sags* de tensión mientras que para la regulación de voltaje en el lado de *cd* (corriente directa), se diseña un control PI para obtener la referencia de corriente que compense los cambios de carga, y finalmente ambos controladores se conjuntan y permiten al RAMT cumplir con los objetivos.

Como última parte se presenta el análisis del sistema en lazo cerrado, donde se muestran los resultados en simulación del esquema de control diseñado ante las perturbaciones de *sags* simétricos y asimétricos, y ante variaciones de carga demostrando la robustez del control no lineal más la acción integral sin una etapa de detección de *sags*.

# INTRODUCCIÓN

## **1. Calidad de la energía.**

La contaminación armónica debido a cargas no lineales en sistemas de potencia es un problema que se ha venido atacando en las últimas décadas. Ya que la inyección de corrientes distorsionadas en la red de suministro eléctrico repercute directamente con efectos negativos en la calidad de la energía; este problema se traduce en voltajes distorsionados en un punto de conexión común, fallas en cargas críticas, bajo factor de potencia, mal funcionamiento en cargas sensibles, etc., haciendo que la energía que se consume sea de baja calidad.

Tales problemas han obligado a las autoridades y a los organismos dedicados al estudio de la calidad de la energía a establecer normas y especificaciones como por ejemplo, en el caso de México, la recomendación CFE L0000-45 basada en el estándar de la IEEE 519 hecha con el objetivo de reducir los niveles totales de distorsión.

Los sistemas de conversión de energía son ejemplos comunes de cargas no lineales, donde los rectificadores no controlados con condensadores de filtrado son una de las causas más comunes de distorsión armónica, tanto en aplicaciones domésticas de baja potencia como en industriales.

## 2. Problemática asociada a los sistemas de rectificación.

El tema de la calidad de la energía ha tomado importancia en las últimas décadas. Por ejemplo una gran variedad de procesos requieren corriente directa (*cd*) convertida de una fuente de corriente alterna (*ca*). Esta transformación comúnmente se hace a través de un circuito rectificador, el cual está formado por un puente de diodos no controlados y un condensador como elemento de filtrado, como se muestra en la figura 1. Las ventajas de los rectificadores sin controlar son: bajo costo, confiabilidad, sencillez y ausencia de control, pero es importante mencionar que los problemas que conllevan por su naturaleza inherente son considerables, ya que éstos incrementan la distorsión armónica de la corriente y producen un bajo factor de potencia.

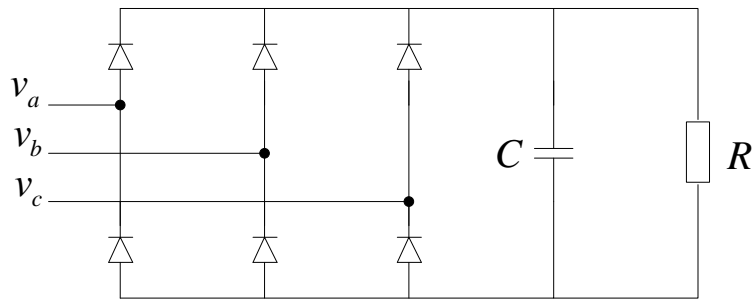


Figura 1. Circuito de rectificación trifásico básico.

### 2.1. Distorsión armónica

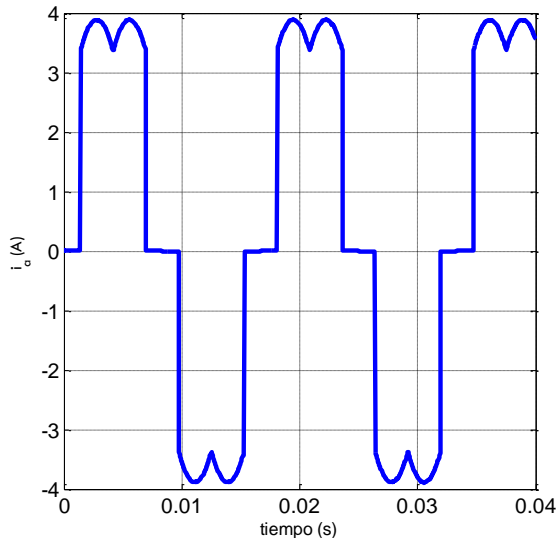
Al utilizar el condensador  $C$  de la figura 1, se reduce el rizo en el *bus* de *cd* pero tiene la desventaja de que las componentes armónicas de las corrientes de entrada aumentan, ya que generan una demanda de corriente pulsante. En la figura 2a) se muestra la corriente de fase de un circuito rectificador trifásico básico sin condensador de filtrado, mientras que en la figura 2b) se muestra la corriente de fase del mismo sistema de rectificación con un condensador de filtrado, donde se observa cómo la corriente de entrada de fase se deforma debido al aumento de armónicos impares de la frecuencia fundamental también llamados armónicos característicos generados por la incorporación del condensador de filtrado. Estos armónicos [2] son una función de:

$$h = mk \pm 1 \quad (1)$$

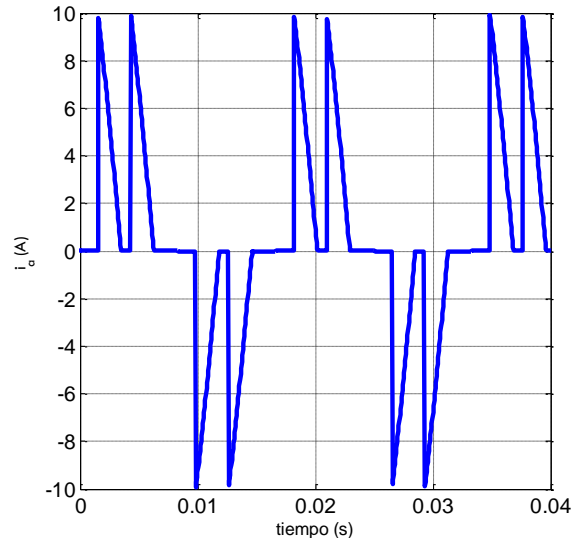
donde  $m$  es igual al número de pulsos del convertidor y  $k = 1, 2, 3, 4, \dots$ , así que la corriente de entrada de la fase  $a$  en un rectificador trifásico de seis pulsos tendrá las componentes armónicas número 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, ...etc., como se muestra en las figuras 2c) y 2d), en las cuales se puede observar el incremento del contenido armónico cuando se emplea un condensador de filtrado. En la tabla 1 se muestran los parámetros de los elementos de la figura 1 empleados para obtener las graficas de la figura 2.

Tabla.1. Parámetros de simulación.

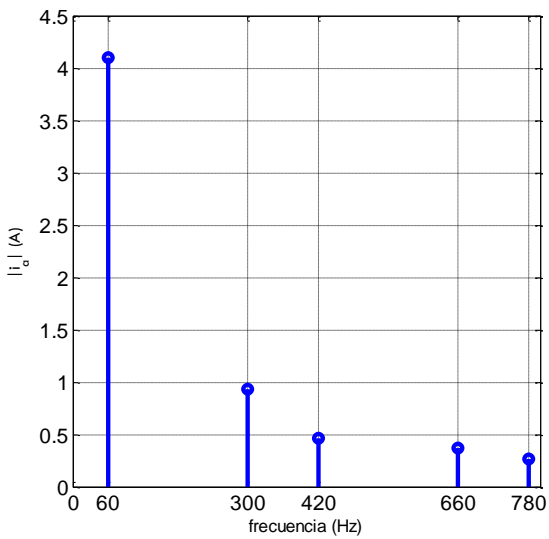
Parámetro	Valor
$V_{in}$	220 V <sub>rms</sub> , 60 Hz
$R$	80 Ω
$C$	120 μF



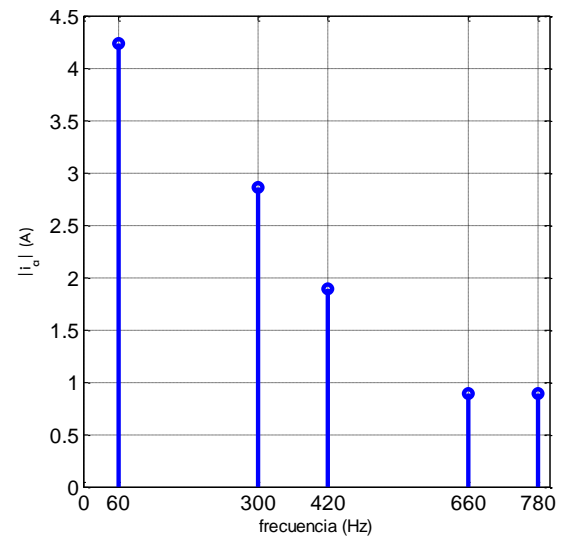
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2. Distorsión armónica en el proceso de rectificación. a) Corriente de fase de entrada sin condensador. b) Corriente de fase de entrada con condensador. c) Espectro en frecuencia de corriente entrada sin condensador. d) Espectro en frecuencia de corriente de entrada con condensador.

De manera analítica, se tiene que el porcentaje de distorsión armónica total *THD* (*Total Harmonic Distortion*) es una medida de lo que difiere una señal de una onda sinusoidal, y está definido como [3]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100 \quad (2)$$

donde

$I_1$  = magnitud de la componente armónica fundamental

$I_n$  = magnitud de las componentes armónicas.

En la figura 3 se muestra el porcentaje de la *THD* contra diferentes valores del condensador de filtrado empleando los parámetros de la tabla 1, a excepción de *C*.

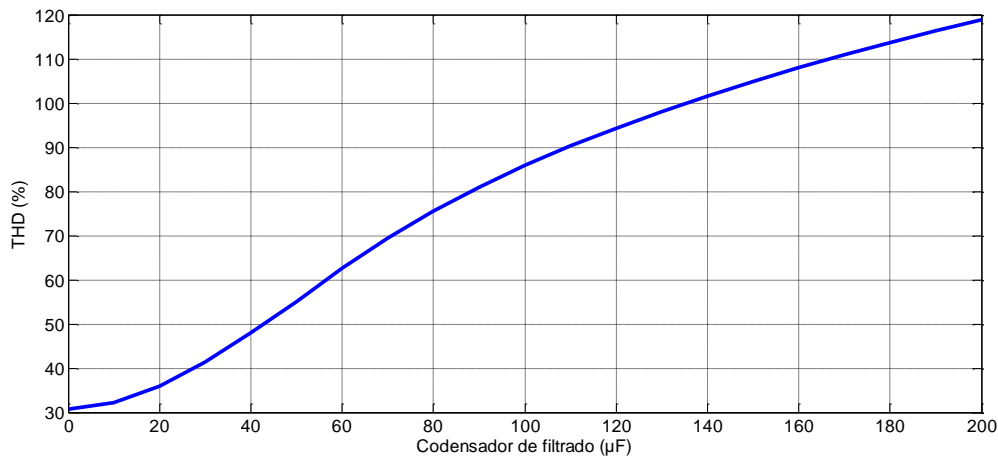


Figura 3. *THD* en función del condensador de filtrado.

## 2.2. Factor de potencia

El factor de potencia es un término básico, es una medida que permite saber cuánta cantidad de energía se transforma en trabajo, dicho de otra forma es la cantidad de energía que se aprovecha eficientemente. El factor de potencia se mueve en un rango de cero a uno. En un caso ideal donde se aprovecha toda la energía el factor de potencia es unitario, por el contrario, si el valor se aproxima a cero la energía aprovechada tiende a ser nula.

En definición estricta, el factor de potencia (*FP*) es la relación entre la potencia activa (*P*) y la potencia aparente (*S*). Si se considera una corriente de fase con contenido armónico y una tensión senoidal, se puede expresar como:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (3)$$

donde  $\alpha$  es la diferencia de fase entre la tensión de fase a neutro y la componente fundamental de la corriente de línea.

En la figura 4 se muestra el factor de potencia del sistema de rectificación de la figura 1 en función del condensador de filtrado  $C$ , observando una notoria disminución del factor de potencia a medida que el condensador aumenta su valor.

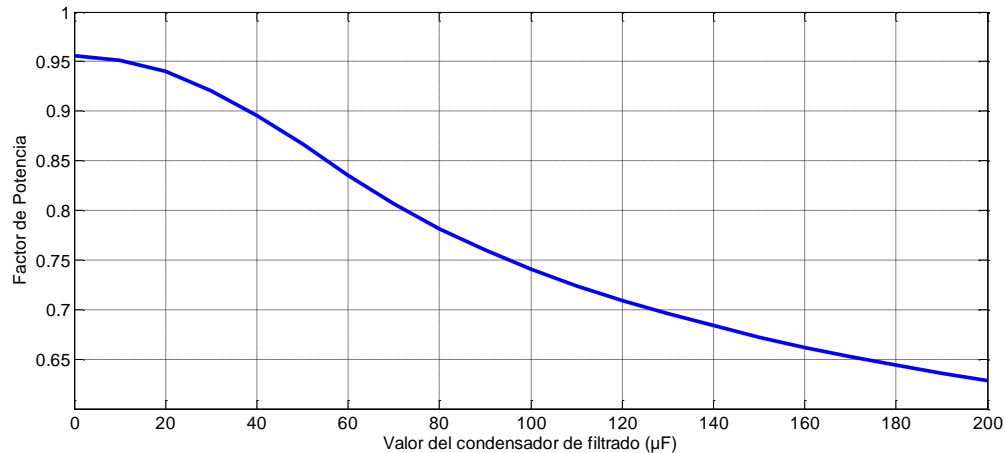


Figura 4. Factor de potencia en función del condensador de filtrado.

### 2.3. Sags de Tensión

Un *sag* se define, según la IEEE, como una caída de tensión entre el 10% y el 90% de su valor nominal con una duración desde que empieza y termina de hasta un minuto. Un *sag* de tensión se identifica como el tipo de perturbación más severa y como la causa más común de daños y problemas en sistemas eléctricos [4]. Algunas de las causas por las que estas perturbaciones se presentan pueden ser: el arranque de motores de gran capacidad, cortos circuitos en los sistemas de potencia, sobrecargas, etc. Un *sag* puede generar un comportamiento indeseable en algunos sistemas, pero también puede ocasionar un problema mayor en equipos sensibles.

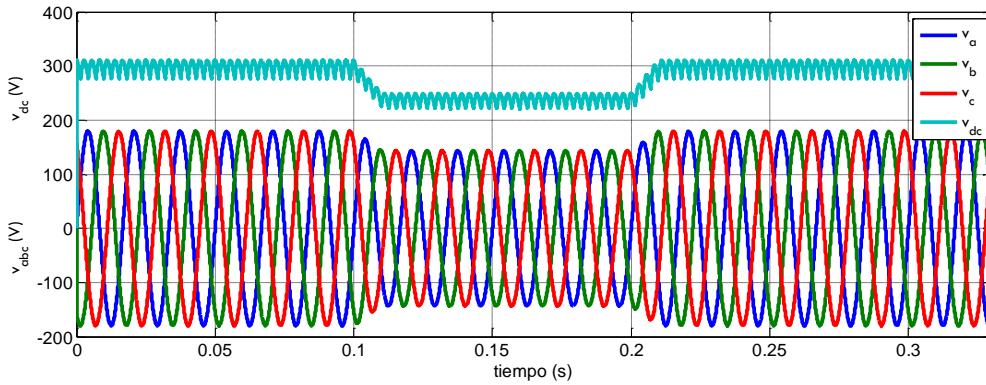
En un sistema trifásico, los *sags* se clasifican en dos tipos:

- a) *Sags* simétricos. Éstos se presentan cuando la magnitud en las tres fases de tensión disminuye simultáneamente.
- b) *Sags* asimétricos. Éstos ocurren cuando la disminución en cada una de las tres fases es desbalanceada e inclusive desfasada.

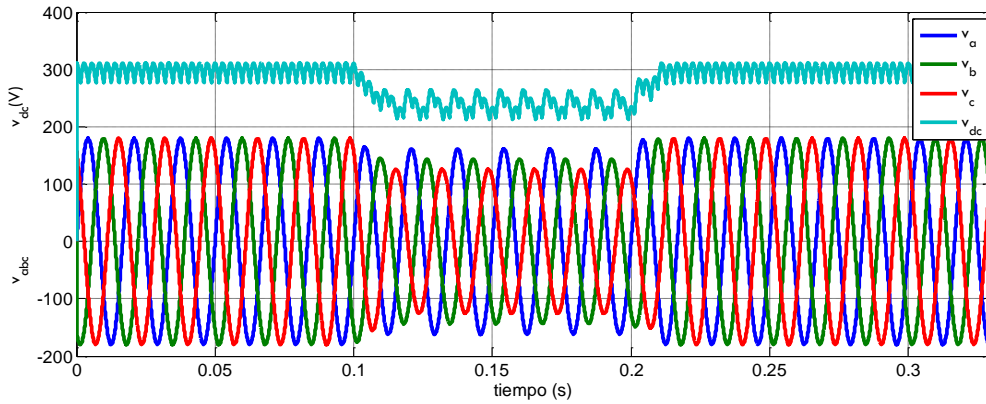
En un rectificador, esta clase de perturbaciones provoca una disminución en el voltaje entregado a la carga, pudiendo originar fallas o interrupciones en cargas sensibles, tales como variadores de velocidad, computadores y equipos de procesamiento.

En la figura 5a) se presenta el comportamiento del circuito rectificador de la figura 1 cuando ocurre un *sag* simétrico del 20% de disminución en el valor nominal, mientras que

la figura 5b) muestra el comportamiento del mismo sistema cuando ocurre un *sag* asimétrico de 10, 20 y 30% en las fases *a*, *b* y *c*, respectivamente, empleando los parámetros de la tabla 1.



(a)



(b)

Figura 5. Efecto de un *sag* en el voltaje de *cd* entregado a la carga. a) *Sag* simétrico y voltaje de *cd* a la carga. b) *Sag* asimétrico y voltaje de *cd* a la carga.

### 3. Rectificador activo multinivel trifásico

Dada su naturaleza inherente, un rectificador trifásico no controlado está sujeto a toda la problemática descrita anteriormente. Sin embargo, los rectificadores activos tienen la capacidad de minimizar tales problemas de funcionamiento. Específicamente, el Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT) mostrado en la figura 6, posee la propiedad de corregir el factor de potencia y regular el voltaje de *cd* entregado a la carga, siendo éste  $v_{dc} = v_1 + v_2$ .



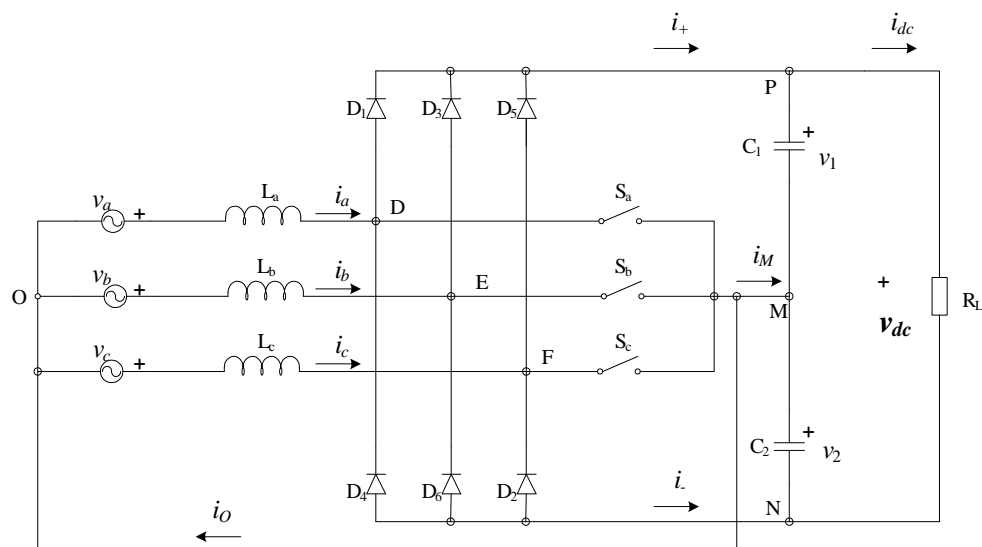


Figura 6. Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT).

El RAMT está conformado por un rectificador trifásico de puente completo con diodos no controlados, tres bobinas, tres interruptores de potencia bidireccionales y dos condensadores del mismo valor conectados en serie para obtener un punto neutro. Si se conmutan los interruptores de manera óptima, es posible regular el *bus* de *cd* en un punto de operación deseado, disminuyendo las componentes armónicas de la corriente de entrada y con un factor de potencia cercano a la unidad. Dadas las características del RAMT, este sistema es una buena alternativa para el aprovechamiento eficiente de la energía proporcionada por la red eléctrica, sin que se deteriore la calidad de la energía.

#### 4. Estado del arte

Varios esquemas de control para sistemas de rectificación en electrónica de potencia se han presentado en la literatura, donde la característica principal es corregir el factor de potencia, disminuir la distorsión armónica en la corriente de entrada y regular el voltaje de *cd* entregado a la carga.

El funcionamiento básico del RAMT se presenta en [5], donde se enfatizan las características principales de esta topología como lo son el bajo costo, alta eficiencia y simplicidad. El principio de funcionamiento consiste en que cuando la tensión de cada fase cruza por cero, los interruptores conmutan a la frecuencia de línea, dando como resultado una trayectoria a la corriente de entrada en fase con la tensión de alimentación. La regulación del voltaje de *cd* es dependiente del patrón de disparo de los interruptores obteniendo un amplio margen de potencia. En la figura 7 se muestra el patrón de disparo para cada interruptor, el cual tiene un control de lazo abierto, logrando obtener un factor de potencia cercano a la unidad y una regulación deseada en el *bus* de *cd*.

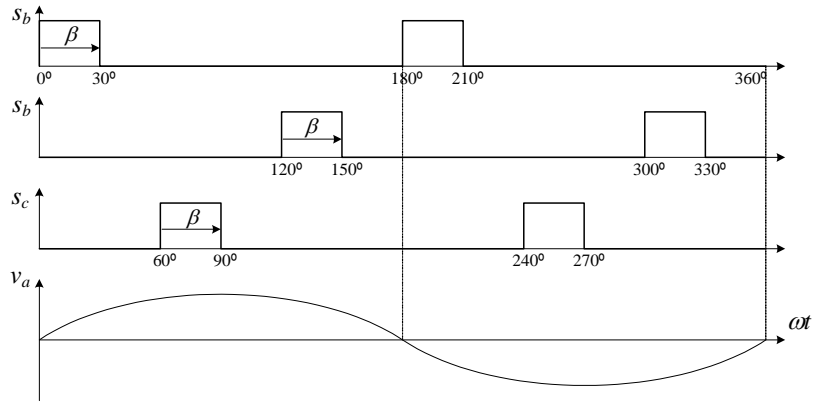


Figura 7. Patrón de disparo de los interruptores.

En [6] el RAMT se emplea como un filtro activo, el cual reduce las componentes armónicas de corriente demandadas por otras cargas no lineales conectadas al mismo sistema de alimentación, y simultáneamente tiene la capacidad para rechazar *sags* simétricos y asimétricos de tensión de alimentación. Utilizando un esquema de control basado en histéresis, el rectificador se comporta como una fuente de corriente controlada cancelando las armónicas en las corrientes de entrada provocadas por una carga no lineal.

Empleando un estimador de potencia, la transformación *dq* y un controlador PI, se genera una referencia para la compensación de tensión ante perturbaciones de *sags* como se muestra en la figura 8, mientras que la referencia de componentes armónicas de la corriente que demanda la carga no lineal se obtiene de un filtro pasa altas, como se muestra en la figura 9, el cual atenúa los armónicos de baja frecuencia.

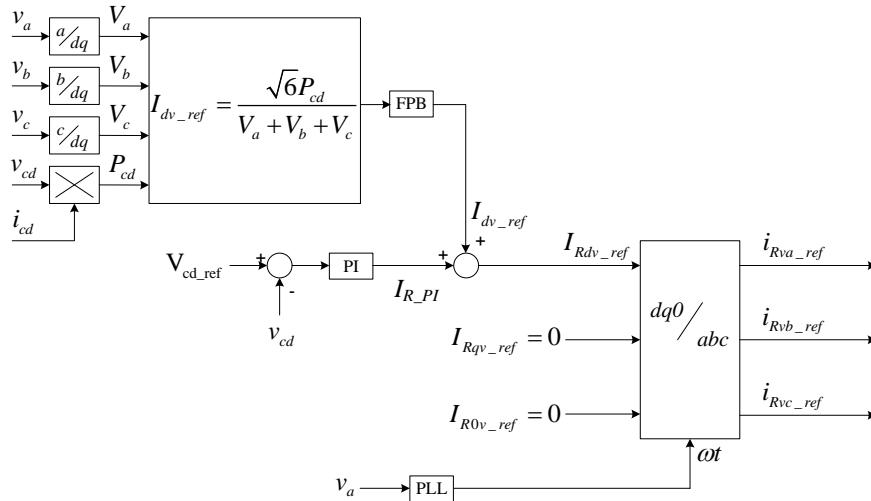


Figura 8. Componente para compensación de *sags* de tensión.

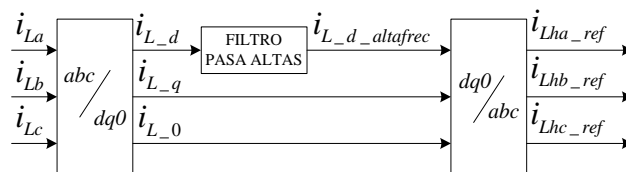


Figura 9. Componente para compensación de armónicos.

La suma algebraica de las señales de referencia entregada por el compensador de voltaje y el estimador de componentes armónicas, genera la referencia final de la corriente que entra en el controlador.

En [7] se presenta un rectificador activo multinivel monofásico (RAMM) con el que se propone analizar el desempeño del controlador GPI en sistemas de rectificación, con el objetivo de disminuir la distorsión armónica, regular la tensión entregada a la carga y mantener un factor de potencia elevado aun ante la presencia de perturbaciones desconocidas en la tensión de entrada y una demanda de corriente variante en el tiempo. En la figura 10, se presenta el control empleado, dentro del marco  $dq$  se conjuntan controladores GPI con un controlador no lineal logrando alcanzar los objetivos deseados. La contribución principal del trabajo es la aplicación del controlador GPI en sistemas rectificadores con el fin de proporcionarles un buen desempeño y robustez sin necesidad de emplear una etapa de detección de *sags* para su compensación. En los resultados experimentales se presenta la corriente de línea con una baja distorsión armónica y en fase con la tensión de entrada, además de regular el voltaje de *cd*, incluso ante perturbaciones como variaciones de carga y *sags* de tensión.

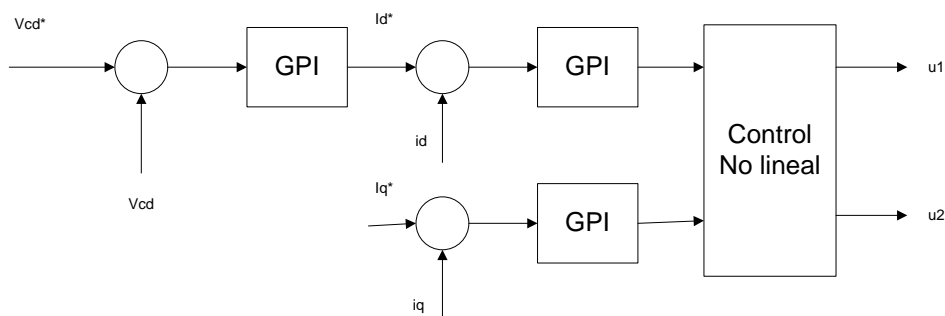


Figura 10. Etapa de control del RAMM.

En [8] se analiza un rectificador trifásico PWM donde se obtiene su modelo matemático simplificado en un marco de referencia giratorio síncrono  $dq0$ . Los resultados obtenidos de este análisis permiten, por una parte, conocer la dinámica funcional del rectificador concluyendo que es posible su uso como compensador de *sags* de tensión simétricos y asimétricos. Por otra parte, el adecuado análisis del modelo matemático permite el diseño del algoritmo de control. Se muestran resultados de simulación, donde además de rechazar *sags* de tensión manteniendo regulada la tensión de *cd* de salida, se

mantiene también balanceada la corriente demandada a la red eléctrica, con una baja distorsión armónica y un buen factor de potencia.

En [9] se presenta el RAMT como un rectificador con factor de potencia unitario utilizando un control de corriente por histéresis en un marco referencial síncrono. La estrategia para las conmutaciones de los interruptores bidireccionales está compuesta por un lazo interno de control de corriente por histéresis en el marco de la transformación de Park, y un lazo externo de voltaje de  $cd$ . El objetivo es regular la tensión en la carga y que el factor de potencia sea unitario, ante perturbaciones tales como cambios de carga e incluso ante condiciones de desbalance y distorsión en la tensión de alimentación. Se realiza un análisis para el control de corriente por histéresis así como para el control que mantiene regulado el voltaje de  $cd$ . Se muestran resultados experimentales considerando que las corrientes de línea tienen una baja distorsión armónica y están en fase con la tensión de entrada manteniéndose aun cuando existen desbalances y distorsión en la tensión de alimentación.

En [10] se presenta un controlador unificado de integración de frecuencia constante (UCI) para un rectificador tipo Vienna que consta de tres fases, tres interruptores, tres niveles para llevar el voltaje de  $cd$  a un punto deseado, obteniendo además un factor de potencia unitario. El sistema dinámico del rectificador se lleva a un marco  $dq$ , donde se utiliza el control UCI. Una ecuación general, que comprende la relación que hay entre la tensión de entrada y la modulación constante de los interruptores, es la encargada de llevar a cabo la tarea de obtener un factor de potencia unitario, mientras que para la regulación del voltaje de  $cd$  se emplea un controlador proporcional. La simplicidad del controlador radica en que los interruptores conmutan a una frecuencia constante. Esta investigación experimental no requiere de escaladores ni sensores para el voltaje de alimentación, el prototipo construido para una potencia de 6 kW logró obtener un factor de potencia de 0.99, regulando el voltaje de  $cd$  de 600 V, con una frecuencia de conmutación de 10 kHz y un  $THD$  del 3 %.

En [11] se muestra un rectificador con un alto factor de potencia con tres interruptores bidireccionales. La topología es similar a la del RAMT, con la diferencia de que el punto medio de los condensadores y el punto neutro de la alimentación están unidos. Al conectar este punto, la tensión que se genera en el rectificador es de tres niveles entre fase y neutro, obteniendo que las corrientes de línea estén balanceadas y tengan un bajo factor de  $THD$ , de manera que la corriente por el punto neutro sea casi cero. El algoritmo de control que se propone está basado en un estimador de potencia de salida y el modelo del rectificador en el marco de referencia síncrono  $dq$  para generar las referencias de corriente de línea, mientras que un controlador por histéresis da seguimiento a las referencias y de un controlador PI se obtiene la referencia de corriente para mantener regulado el voltaje de  $cd$ , a pesar de que la carga sea dinámica.

En [12] se presenta cómo un rectificador de tres fases y tres niveles puede mejorar su factor de potencia y su *THD*. Para esto se propone una estrategia de compensación tomando una corriente de referencia que se considera en el controlador. El propósito de la estrategia de control se basa en que las corrientes de línea se mantengan sinusoidales y balanceadas con una distorsión armónica permisible, según la norma IEEE-519 [13], las corrientes de compensación deseadas se obtienen programando el problema no lineal en el dominio de la frecuencia hasta un determinado número de armónicos donde la ganancia del compensador y el retraso de fase para cada orden de armónico en cada fase se calcula a través de una función óptima del algoritmo de control. En los resultados en simulación se logra alcanzar un *THD* de 3.8 un un factor de potencia de 0.99.

En [14] se presenta un rectificador tipo Vienna para conseguir una función de filtrado activo incluyendo la compensación de la corriente del neutro en un sistema de tres fases y cuatro hilos. Un regulador cuadrático lineal con acción integral (LQIR) se diseña para lograr en general, la regulación del *bus* de voltaje de *cd*, las compensaciones de armónicos y potencia reactiva. El modelo del convertidor se fija en un marco de referencia rotativo  $dq0$ , cada componente de la corriente entra al controlador del sistema logrando generar un *bus* de voltaje de *cd* deseado. El sistema se prueba ante tres escenarios, cuando las cargas son balanceadas, cuando las cargas son desbalanceadas y cuando existe una carga dinámica. Los resultados obtenidos con Simulink de Matlab muestran en general un buen desempeño, ya que el voltaje de *cd* que se estableció en 500 V alcanzó el valor deseado, mientras que la *THD* en las corrientes tuvieron una variación entre 4.5 y el 4.9 % .

En la literatura se muestran formas muy variadas de controlar y hacer funcionar bien el RAMT. En [2] se muestra cómo sacar provecho de esta topología, al conmutar los interruptores cada que las señales de tensión de alimentación pasan por cero se logra alcanzar un factor de potencia cercano a la unidad al mismo tiempo de regular el voltaje de *cd* en la carga, este trabajo tiene una gran ventaja por la sencillez del mismo, pero cuando existen variaciones en la carga es posible que ya no se cumplan los objetivos deseados, es por eso que en un gran número de estrategias de control se utilice para resolver este problema de variaciones de carga, un lazo de voltaje con un controlador P o un PI como en [6, 8, 9, 10, 11, 12 y 14]. Cuando se desea emplear una estrategia de control, es necesario conocer las referencias, un método que ha venido cobrando fuerza es utilizar la transformación  $dq$  o la transformación de Park como en [6, 7, 8, 9, 10, 11 y 14] al igual que en este trabajo de tesis. En esta investigación se considera trabajar tomando como base algunas estrategias y métodos como los mostrados; sin embargo, este trabajo de tesis difiere con respecto a las referencias mostradas, ya es que en ninguna de ellas se ha presentado una estrategia de control para un sistema trifásico que sea capaz de mantener regulado el bus de *cd*, lograr un factor de potencia cercano a la unidad y disminuir la distorsión armónica de las corrientes de fase, ante la presencia de perturbaciones como los son los *sags* de tensión sin la necesidad de medir las tensiones de alimentación, ya que sus perturbaciones se

consideran como entradas desconocidas del sistema y se pueden rechazar mediante una acción integral, motivo por el que se considera diferente y con una buena aportación.

### 5. Objetivos

Este trabajo de tesis está enfocado al análisis y diseño de un esquema de control para un convertidor *ca-cd* trabajando bajo condiciones de operación demandantes, tales como cargas dinámicas y perturbaciones de voltaje en las líneas de alimentación (*sags* de tensión). Se propone una solución basada en electrónica de potencia y una estrategia de control no lineal que permita a este convertidor alcanzar los requerimientos de operación.

Con base en la problemática expuesta y los requerimientos operativos que se pretenden alcanzar haciendo uso de la electrónica de potencia en aplicaciones de rectificación y del análisis de control, en este trabajo de tesis se plantea que:

**Juntos, un controlador no lineal más un controlador integral le permite al sistema trabajar en toda su región de operación y le proporciona robustez ante perturbaciones en la red de suministro; de tal manera que se espera que en un rectificador activo multinivel trifásico, el voltaje entregado a la carga y el factor de potencia se mantengan constantes ante cambios abruptos del punto de operación generados por la dinámica del sistema y perturbaciones en la red eléctrica sin necesidad de rediseñar los controladores y sin agregar etapas para detectar las perturbaciones.**

Para conseguir lo anterior, se definen el objetivo general y los objetivos particulares.

#### 5.1. Objetivo general de la tesis

Diseñar un esquema de control para que un rectificador activo multinivel trifásico sujeto a perturbaciones en la red de suministro tenga un desempeño adecuado (voltaje de *cd* constante y factor de potencia unitario) en toda su región de operación.

#### 5.2. Objetivos particulares

- Analizar y modelar apropiadamente el rectificador activo multinivel trifásico para poder diseñar un esquema de control que cumpla con los requerimientos del sistema.
- Diseñar el esquema de control no lineal más integral.
- Validar mediante simulación el desempeño del sistema en lazo cerrado bajo los requerimientos establecidos.

## 6. Contenido general

En el Capítulo I se analiza el Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT), se plantea el principio de operación, se presenta el modelo dinámico del RAMT con el cual se obtiene un modelo continuo y un modelo en el marco de referencia síncrono  $dq$ , se establecen los criterios de selección de los elementos que lo conforman y por último se validan los modelos mediante simulaciones.

En el Capítulo II se definen los objetivos provisionales de control con el fin de obtener un esquema y una estrategia de control que sea la base para la aplicación del control integral. Se utilizan dos lazos de control, uno de corriente y uno de voltaje. Se analiza el sistema mediante la teoría de control no lineal obteniendo el grado relativo, el difeomorfismo y la dinámica cero para realizar la linealización entrada-salida vía retroalimentación; una vez linealizado el sistema se proponen controladores independientes para las componentes  $d$  y  $q$  de las corrientes de fase. Para el lazo de voltaje se utiliza un controlador PI para la generación de las referencias de corriente.

En el Capítulo III con base en el esquema de control diseñado, se añade el control integral, con el fin de proveer robustez ante entradas desconocidas. Se analiza el sistema del RAMT aumentado en su forma normal, luego se procede a diseñar el control integral obteniendo una nueva ley de control capaz de rechazar perturbaciones en la tensión de alimentación y en la carga. Se realizan simulaciones y se observa el desempeño del rectificador bajo condiciones ideales y ante perturbaciones de carga y de voltaje de alimentación; y finalmente se discuten los resultados.

En el Capítulo IV se hace un análisis del sistema en lazo cerrado, comprobando la estabilidad del sistema con el controlador para el sistema aumentado y se somete a las perturbaciones de *sags* del tipo A, B, C, D, E, F y G; y finalmente se somete a variaciones de carga. Por último se presentan las conclusiones, aportaciones y trabajo futuro.





# CAPÍTULO I

## ANÁLISIS DEL RECTIFICADOR ACTIVO MULTINIVEL TRIFÁSICO

### I.1 Descripción del sistema

En la figura I.1 se presenta el circuito del Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT) que consiste básicamente en un rectificador trifásico tipo puente completo con diodos no controlados, tres bobinas elevadoras, tres interruptores de potencia bidireccionales y dos condensadores del mismo valor conectados en serie para obtener un punto neutro.

El rectificador tiene como objetivos primarios, disminuir la distorsión armónica de la corriente de entrada así como incrementar el factor de potencia manteniendo el voltaje de  $cd$  en un valor deseado. Lo anterior se obtiene conmutando apropiadamente los interruptores. En este trabajo se utilizará la técnica de modulación por ancho de pulso SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) para lograr la conmutación adecuada.

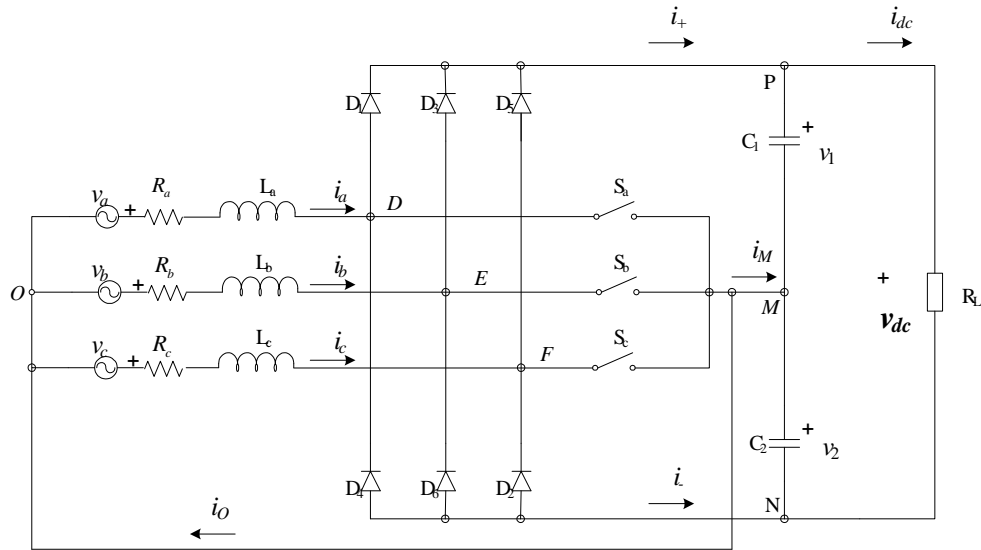


Figura I.1 Circuito del Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT).

## I.2 Principio de operación

Cuando los interruptores se encuentran abiertos, el sistema opera como un rectificador de onda completa con diodos no controlados alimentando a la carga con corriente directa. Dado que el punto medio de los condensadores está conectado al neutro de la alimentación, se forman tres subsistemas completamente independientes, cada subsistema formado por dos diodos y un interruptor bidireccional.

La operación de los tres subsistemas es idéntica con la única diferencia que están desfasadas 120 grados entre sí. Lo que se busca en cada fase es que se genere un voltaje que siga un patrón de conmutación sinusoidal desfasado de la tensión de alimentación entre fase y neutro, logrando con esto que la corriente de línea sea sinusoidal y en fase con la tensión de alimentación para conseguir un factor de potencia unitario.

Ya que la operación en las tres fases es idéntica, se hace el análisis sólo para la fase *a*, entendiendo que el análisis de las fases *b* y *c* se hace de manera similar.

### I.2.1 Análisis de la fase *a*

En la figura I.2 se muestran los subcircuitos formados en la fase *a*. A simple vista se puede observar que se genera un voltaje de tres niveles entre los puntos *D* y *M* al hacer la conmutación del interruptor  $S_a$ . Existen dos modos de operación por fase, dependiendo éstos del estado del interruptor.

El primer modo de operación se define cuando el interruptor se encuentra abierto y se muestra en la figura I.2a). El comportamiento del sistema se describe en la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} v_a &= L_a \frac{di_a}{dt} + v_1 & i_a > 0 \\ v_a &= L_a \frac{di_a}{dt} - v_2 & i_a < 0 \end{aligned} \quad (\text{I.1})$$

Considerando que  $v_1 = v_2$  y debido a la estructura elevadora del circuito, en el semiciclo positivo ( $i_a > 0$ ) el valor absoluto de  $i_a$  decrece, la tensión  $v_{DM} = v_1 = \frac{v_{dc}}{2}$  y se carga el condensador  $C_1$ .

Por otro lado, cuando ocurre el semiciclo negativo ( $i_a < 0$ ), el valor absoluto de  $i_a$  aumenta, la tensión  $v_{DM} = -v_2 = -\frac{v_{dc}}{2}$  y se carga  $C_2$ .

El segundo modo de operación ocurre cuando el interruptor se encuentra cerrado y se ilustra en la figura I.2b). En este modo el valor de la energía del inductor aumenta debido a que el valor absoluto de la corriente que pasa por la bobina aumenta ya que no se canaliza ni a la carga ni a los condensadores.

En la siguiente expresión se describe el comportamiento del sistema en este modo de operación:

$$v_a = L_a \frac{di_a}{dt} \quad (\text{I.2})$$

Tanto en el semiciclo positivo ( $i_a > 0$ ) como en el negativo ( $i_a < 0$ ), la tensión  $V_{DM}$  será cero y los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  entrarán en un estado de descarga.

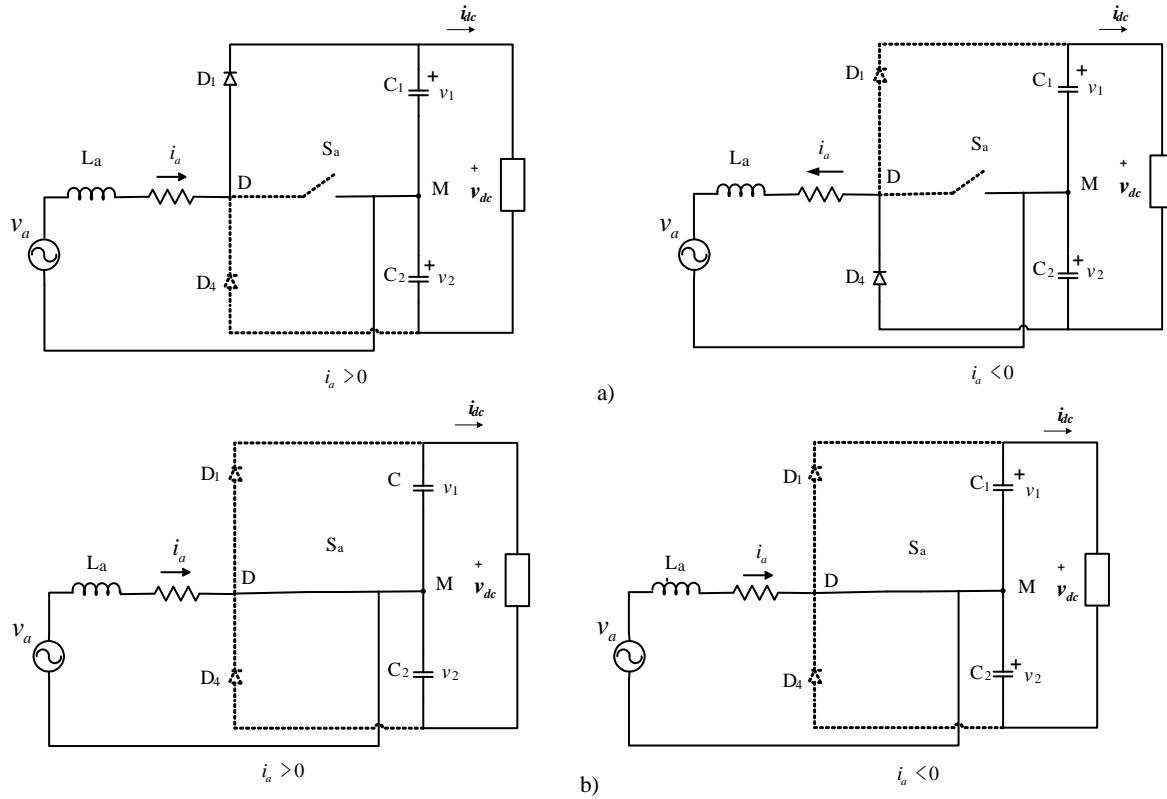


Figura I.2. Subcircuitos formados en cada modo de operación. a) Operación con interruptor abierto. b) Operación con interruptor cerrado.

En la tabla I.1 se muestran los niveles de tensión que se obtienen entre los puntos  $D$  y  $M$  para cada modo de operación en la fase  $a$ .

Tabla I.1. Modos de operación para la fase  $a$ .

$i_a$	$S_a$	$v_{DM}$
$> 0$	0	$v_1$
$< 0$	0	$-v_2$
$> 0$	1	0
$< 0$	1	0

### I.3 Dimensionamiento

El criterio para hacer la selección de los elementos pasivos, el inductor y el condensador, depende principalmente de la distorsión armónica, el rizo de voltaje de  $cd$ , el rizo en la corriente de entrada y la potencia nominal. Para cumplir con los objetivos deseados, se utiliza la siguiente metodología para la selección de estos elementos que se presenta a continuación.

### I.3.1 Selección del inductor

El valor de los inductores tiene una relación directa con la magnitud del rizo de las corrientes de entrada generada por la modulación SPWM, por lo que la selección del inductor se basa en el rizo de corriente.

La representación simplificada de la malla de entrada de la fase  $a$  se muestra en la figura I.3, donde la fuente de voltaje controlada representa el voltaje conmutado entre las terminales  $DM$  de la figura I.1.

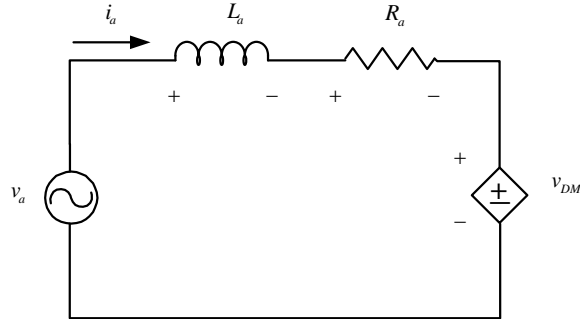


Figura I.3. Representación simplificada de la fase  $a$ .

Considerando que la resistencia es muy pequeña para suponer que  $P_{in} \approx P_{out}$  y que  $v_1 = v_2$ ,  $v_1 + v_2 = v_{dc}$ , un factor de potencia unitario, y tomando en cuenta únicamente la componente fundamental de la tensión generada por el rectificador, las variables del circuito se definen como:

$$\begin{aligned} v_a &= v_a^{rms} \sin(\omega t) \\ i_a &= i_a^{rms} \sin(\omega t) \\ v_{DM} &= m_a \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t - \theta) \end{aligned} \quad (I.3)$$

Donde  $i_a^{rms}$  y  $v_a^{rms}$  representan el valor eficaz de la corriente y la tensión de entrada de la fase  $a$ ,  $v_{dc}$  es el voltaje promedio entregado a la carga,  $m_a$  es la relación entre la componente fundamental del voltaje generado por el rectificador y el voltaje de  $cd$  y  $\theta$  es el ángulo de desfase del voltaje entre los puntos  $DM$ . Aplicando la ley de Kirchhoff al circuito de la figura I.3 se obtiene:

$$v_a - v_L = v_{DM} \quad (I.4)$$

Si tomamos la magnitud de (I.4) se tiene que:

$$\left| v_a^{rms} - j\omega L_a i_a^{rms} \right| = \left| \frac{m_a V_{dc}}{2} \right| \quad (I.5)$$

Considerando que  $|m_a| \leq 1$  la expresión (I.5) se reescribe como:

$$\begin{aligned} |v_a^{rms} - j\omega L_a i_a^{rms}| &\leq \left| \frac{V_{dc}}{2} \right| \\ \sqrt{(v_a^{rms})^2 + (\omega L_a i_a^{rms})^2} &\leq \frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (I.6)$$

Despejando el valor del inductor, la expresión para obtener el valor máximo de éste se representa como:

$$L_{a\max} \leq \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)^2 - (v_a^{rms})^2}}{\omega i_a^{rms}} \quad (I.7)$$

El valor mínimo del inductor se encuentra en función del rizo máximo de la corriente de entrada. Tomando la ecuación (I.4) y asumiendo que el interruptor se encuentra cerrado entonces:

$$v_a = L_a \frac{di_a}{dt} \quad (I.8)$$

De (I.8) se puede observar que crece el valor absoluto de  $i_a$  de acuerdo con la pendiente  $v_a/L_a$ , tomando un incremento desde  $t_0$  hasta  $t_{\max}$  se tiene que:

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta t} = \frac{v_a^{rms}}{L_a} \quad (I.9)$$

Despejando se obtiene la inductancia en función del rizo de corriente de:

$$L_{a\min} \leq \frac{\Delta t}{\Delta i_a} v_a^{rms} \quad (I.10)$$

Donde  $\Delta t$  es el tiempo máximo que permanecen cerrados los interruptores.

### I.3.2 Selección del condensador

Para la selección de los condensadores se hacen consideraciones relacionadas con la potencia del sistema y la energía del rectificador. Como primera consideración se supone que cuando ocurre un *sag*, éste se refleja en el condensador durante un tiempo finito, entonces, dado que el rectificador tiene una topología elevadora se obliga a que el voltaje de *cd* tenga un valor mínimo. En la figura I.4 se presentan los parámetros que se consideran.

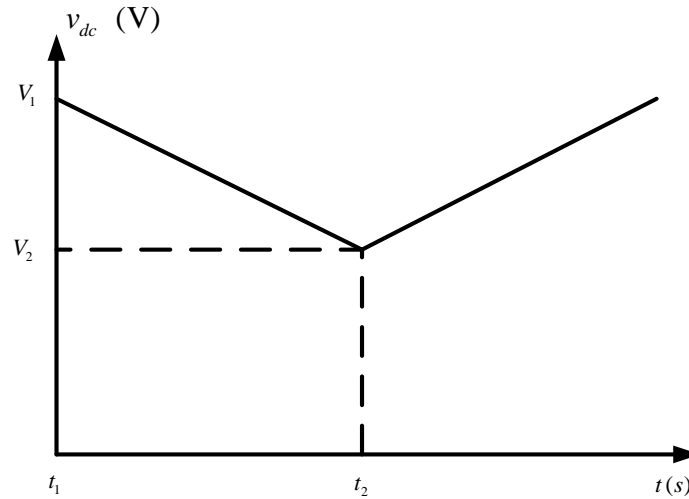


Figura I.4. Condiciones del voltaje en la carga del RAMT.

La tensión  $V_1$  es el valor nominal que mantiene regulado el voltaje de *cd* y ocurre en el instante  $t_1$ , la tensión de  $V_2$  es el valor mínimo que se requiere para que la topología siga trabajando como elevador y ocurre en el instante  $t_2$ . La energía en el condensador en el instante  $t_1$  es:

$$E_1 = \frac{1}{2} CV_1^2 \quad (\text{I.11})$$

Así como en el instante  $t_2$ , la energía es:

$$E_2 = \frac{1}{2} CV_2^2 \quad (\text{I.12})$$

La diferencia entre la energía de (I.11) y (I.12) está dada por:

$$\Delta E = E_1 - E_2 = \frac{1}{2} C (V_1^2 - V_2^2) \quad (\text{I.13})$$

Igualando (I.13) con la potencia se tiene que:

$$P\Delta t_c = \Delta E$$

$$P\Delta t_c = \frac{1}{2}C(V_1^2 - V_2^2) \quad (\text{I.14})$$

donde  $\Delta t_c = \pi/2\omega$ , entonces el valor del condensador está dado por:

$$C = \frac{2P\Delta t_c}{(V_1^2 - V_2^2)} \quad (\text{I.15})$$

En la tabla I.2 se muestran los parámetros necesarios para determinar los valores del inductor y de los condensadores.

Tabla I.2. Parámetros de la simulación del RAMT.

Parámetro	Valor
$P$	3 kW
$V_{dc}$	400 V
$V_a$	179.6 V
$I_a$	11.13 A
$\Delta i_a$	10%
$\Delta t$	25 $\mu$ s
$\Delta t_c$	4.1 ms
$V_1$	400 V
$V_2$	360 V

Usando los parámetros de la tabla I.2, el valor del inductor y de los condensadores se obtienen a través de (I.8), (I.10) y (I.15) dando como resultado  $L_{a\max} = 85.1\text{mH}$ ,  $L_{a\min} = 2.9\text{mH}$  y  $C = 822.3 \mu\text{F}$ , para las simulaciones en el trabajo de tesis se utilizan los valores de  $L = 5\text{mH}$  y  $C = 1200 \mu\text{F}$  (dos condensadores en serie de  $2400 \mu\text{F}$ ) para aproximar valores comerciales.

#### I.4 Modelo matemático conmutado

Para poder hacer un análisis de un sistema, es necesario conocer cómo se rige matemáticamente, dicho de otra manera, es necesario plasmar su comportamiento en expresiones matemáticas para poder aplicar las herramientas y teorías de control automático disponibles. Cuando se desea obtener un modelo, se debe conocer bajo qué leyes físicas se rige. En el caso particular del RAMT debido a que es un circuito eléctrico,



el modelo matemático que describe su comportamiento se rige bajo las leyes de nodos y mallas de *Kirchhoff*.

De la figura I.1 se hace el análisis de mallas y se obtienen tres expresiones diferenciales de corriente, mientras que mediante el análisis de nodos, se obtienen dos expresiones diferenciales de voltaje. Entonces, el sistema se describe mediante [15]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a}(-R_a i_a + v_a - v_{DO}) \\ \frac{1}{L_b}(-R_b i_b + v_b - v_{EO}) \\ \frac{1}{L_c}(-R_c i_c + v_c - v_{FO}) \\ \frac{1}{C_1} \left( i_+ - \frac{(v_1 + v_2)}{R_L} \right) \\ \frac{1}{C_2} \left( -i_- - \frac{(v_1 + v_2)}{R_L} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Donde  $R_a, R_b$  y  $R_c$  son resistencias asociadas a los inductores. Además,  $v_{DO}, v_{EO}$  y  $v_{FO}$  son voltajes de tres niveles y están definidos por síntesis de los modos de operación y se expresan como:

$$\begin{bmatrix} v_{DO} \\ v_{EO} \\ v_{FO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(i_a)(1-s_a)(v_1 + v_2) - 0.5(1-s_a)(v_1 + v_2) + 0.5(1-s_a)(v_1 - v_2) \\ f(i_b)(1-s_b)(v_1 + v_2) - 0.5(1-s_b)(v_1 + v_2) + 0.5(1-s_b)(v_1 - v_2) \\ f(i_c)(1-s_c)(v_1 + v_2) - 0.5(1-s_c)(v_1 + v_2) + 0.5(1-s_c)(v_1 - v_2) \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{aligned} i_+ &= f(i_a)(1-s_a)i_a + f(i_b)(1-s_b)i_b + f(i_c)(1-s_c)i_c \\ i_- &= [1-f(i_a)](1-s_a)i_a + [1-f(i_b)](1-s_b)i_b + [1-f(i_c)](1-s_c)i_c \end{aligned}$$

La función  $f(i_x)$  se define como

$$f(i_x) = \begin{cases} 1 & i_x \geq 0 \\ 0 & i_x < 0 \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

para  $x = a, b$  y  $c$ , además  $s_a, s_b$  y  $s_c$  denotan las funciones de conmutación para los interruptores  $S_a, S_b$  y  $S_c$ , respectivamente. Se considera 1 cuando el interruptor está cerrado y 0 cuando está abierto.

### I.4.1 Simplificación del modelo matemático conmutado

Debido a la complejidad de los sistemas, es conveniente hacer algunas consideraciones que simplifiquen las expresiones para facilitar su tratamiento matemático, y que al mismo tiempo no alteren de modo significativo la dinámica del modelo.

Para la simplificación del modelo matemático conmutado del RAMT se supone que  $R_a = R_b = R_c = R$ ,  $L_a = L_b = L_c = L$ ,  $C_1 = C_2 = C$  y  $v_1 + v_2 = v_{dc}$ .

Con  $v_1 = v_2$  se pueden expresar los voltajes  $v_{DO}$ ,  $v_{EO}$  y  $v_{FO}$  de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} v_{DO} \\ v_{EO} \\ v_{FO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dc} f(i_a)(1-s_a) - 0.5 v_{dc} (1-s_a) \\ v_{dc} f(i_b)(1-s_b) - 0.5 v_{dc} (1-s_b) \\ v_{dc} f(i_c)(1-s_c) - 0.5 v_{dc} (1-s_c) \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

La tabla I.3 muestra los valores de  $v_{DO}$  que se obtienen de las combinaciones de la conmutación de  $s_a$  y el cambio de corriente de  $i_a$ .

Tabla I.3. Valores de  $v_{DO}$ .

$i_a$	$s_a$	$v_{DO}$
< 0	0	$v_{dc} / 2$
> 0	0	$-v_{dc} / 2$
< 0	1	0
> 0	1	0

Los valores para las expresiones  $v_{EO}$  y  $v_{FO}$  se obtienen de manera similar.

Dados los valores en la tabla I.3, se puede utilizar la función signo para expresar de otra manera los voltajes  $v_{DO}$ ,  $v_{EO}$  y  $v_{FO}$  como:

$$\begin{bmatrix} v_{DO} \\ v_{EO} \\ v_{FO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{signo}(i_a)(1-s_a) \frac{v_{dc}}{2} \\ \text{signo}(i_b)(1-s_b) \frac{v_{dc}}{2} \\ \text{signo}(i_c)(1-s_c) \frac{v_{dc}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\text{signo}(i_x) = \begin{cases} 1 & i_x \geq 0 \\ -1 & i_x < 0 \end{cases}$$

para  $x = a, b$  y  $c$ .

Puede observarse que la simplificación propuesta es útil ya que estas expresiones siguen cumpliendo con los valores de la tabla I.3.

Con dichas consideraciones, las dos últimas expresiones de voltaje del sistema (I.16) pueden reducirse en sólo una, entonces el sistema de cinco expresiones se reduce a cuatro. Así que para la salida de  $v_{dc}$  se tiene:

$$\begin{aligned} C \frac{dv_1}{dt} &= i_+ - \frac{v_{dc}}{R_L} \\ C \frac{dv_2}{dt} &= i_- - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{aligned} \rightarrow C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_o - \frac{2v_{dc}}{R_L} \quad (\text{I.21})$$

donde  $i_o = i_+ + i_- + i_M$ , si consideramos que la corriente  $i_M$  es cero, ya que se pretende que el rectificador mantenga siempre sus corrientes balanceadas entonces  $i_o = i_+ + i_-$ .

Una vez definidas las simplificaciones al sistema (I.16), se hacen las sustituciones de las expresiones reducidas. Por último, definiendo la función de conmutación  $\Gamma_x = \text{signo}(i_x)(1-s_x): \mathbb{R} \rightarrow \{-1,0,1\}$  para  $x = a, b$  y  $c$ , se obtiene la dinámica del RAMT de 4 hilos como sigue:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left( -Ri_a + v_a - \Gamma_a \frac{v_{dc}}{2} \right) \\ \frac{1}{L} \left( -Ri_b + v_b - \Gamma_b \frac{v_{dc}}{2} \right) \\ \frac{1}{L} \left( -Ri_c + v_c - \Gamma_c \frac{v_{dc}}{2} \right) \\ \frac{1}{C} \left( i_o - \frac{2v_{dc}}{R_L} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Y así el sistema (I.22) representa el nuevo modelo matemático conmutado simplificado del RAMT.

## I.5 Modelo matemático continuo

Algunas teorías matemáticas no son capaces de tratar ciertos modelos. Hablando en el caso particular, la teoría de control continua no es capaz de tratar modelos discontinuos como los son los modelos conmutados. Es importante considerar que tratar con esta teoría tiene la ventaja de que existe una gran cantidad de información bien cimentada sobre el tema; es por esto que muchas veces se opta por obtener una aproximación continua de un modelo conmutado.

Ya que en este trabajo de tesis se utiliza la herramienta de control continuo automático para sistemas, se hace una aproximación del sistema conmutado a un sistema continuo,

entonces, el modelo dinámico (I.22) no representa un modelo útil del RAMT para aplicar la teoría de control continuo debido a que la función de conmutación  $\Gamma_x$  con  $x = a, b$  y  $c$ , está definida dentro del conjunto discreto  $\{-1,0,1\}$  provocando que el modelo sea discontinuo.

Para que el modelo dinámico (I.22) se aproxime a un modelo continuo, se asume que  $\Gamma_x$  conmuta a una frecuencia muy alta [16] y se redefine como una función continua  $u_x : \mathbb{R} \rightarrow [-1,1]$ , para  $x = a, b$  y  $c$ . Este nuevo modelo se expresa como:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} &= -\frac{R}{L}\mathbf{i}_{abc} + \frac{1}{L}\mathbf{v}_{abc} - \frac{1}{2L}v_{dc}\mathbf{u}_{abc} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C}\left(i_o - \frac{2v_{dc}}{R_L}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.23})$$

donde

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

### I.5.1 Validación del modelo matemático continuo

Antes que el modelo (I.23) obtenido en la sección anterior siga tratándose para los siguientes puntos, primero tiene que ser sometido a una prueba de validez. Para que esta prueba sea satisfactoria, requiere que el comportamiento de este modelo matemático se aproxime con cierta tolerancia al comportamiento del sistema real conmutado.

Existen varios simuladores de circuitos eléctricos que llegan a tener comportamientos muy cercanos a la realidad, uno de éstos es el software de Powersim (Psim), y es el que se utiliza a lo largo del trabajo de tesis para validar todos los resultados obtenidos.

Para validar los resultados de la simplificación del modelo matemático continuo, se simula en lazo abierto y se reproducen las corrientes y los voltajes del modelo (I.23) en el programa de Matlab Simulink. Por separado, el circuito de la figura I.1 se simula en el programa Psim. Los resultados de ambos programas son comparados y se verifica que son semejantes.

En la figura I.5 se muestra una comparación del voltaje  $v_{dc}$  simulado en los programas de Psim y Matlab como medio de validación del modelo matemático continuo simplificado. En la figura I.5a), el voltaje de  $v_{dc}$  de Psim alcanzó un valor en estado estable de 394.6 V mientras que la misma variable simulada en Matlab, mostrada en la figura I.5b), alcanzó un valor de 394.07 V habiendo una diferencia del 0.149 %. Por lo que se puede concluir que la diferencia es pequeña y es una buena aproximación.

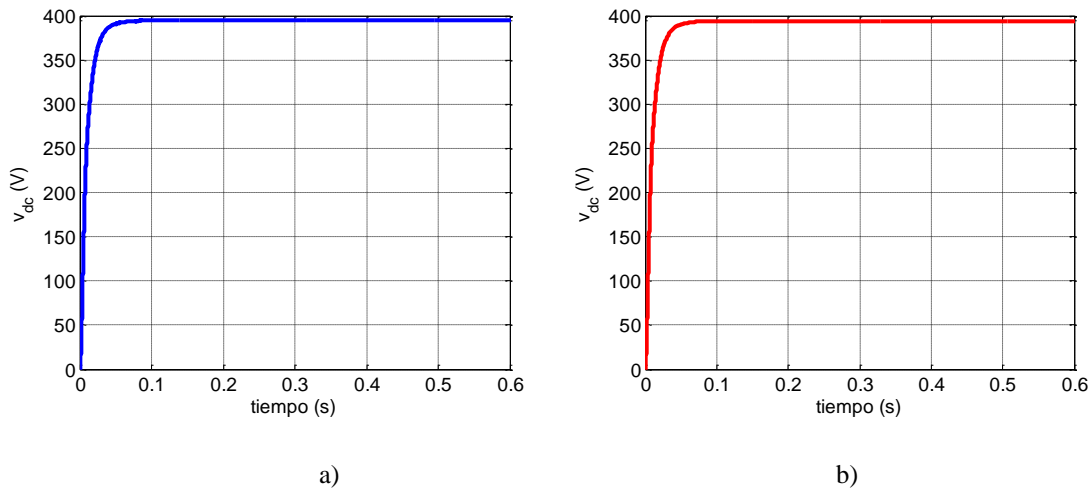


Figura I.5. Validación de voltaje  $v_{dc}$ . a) Simulación de  $v_{dc}$  en programa Psim.  
 b) Simulación  $v_{dc}$  en programa Matlab.

En la Tabla I.4 se muestran los valores paramétricos asignados para llevar a cabo una simulación de la operación del convertidor en lazo abierto.

Tabla I.4. Parámetros de la simulación del RAMT.

Parámetro	Valor
$f$	60 Hz
$L$	5 mH
$C$	1200 $\mu F$
$R_L$	53.33 $\Omega$
$R$	1 $\Omega$
$F_s$	20 kHz
$m_a$	0.8496
$P$	3 KW

En la figura I.6 se presenta una comparación de la corriente  $i_a$  en la fase  $a$ , de la misma manera que se comparó el voltaje  $v_{dc}$ . En la figura I.6a) la corriente  $i_a$  simulada en Psim alcanzó un valor pico en estado estable de 11.875 A, mientras que la corriente  $i_a$  simulada en Matlab alcanzó un valor pico en estado estable de 11.688 A, como se muestra en la figura I.6b) siendo la diferencia de 1.57 %. Igualmente es una buena aproximación por lo que se puede validar el modelo.

Para el caso de la corriente de entrada en las fases  $b$  y  $c$ , se utilizó el mismo procedimiento anterior, obteniendo resultados idénticos a la fase  $a$  como puede observarse en la figura I.6c), I.6d), I.6e) y I.6f).

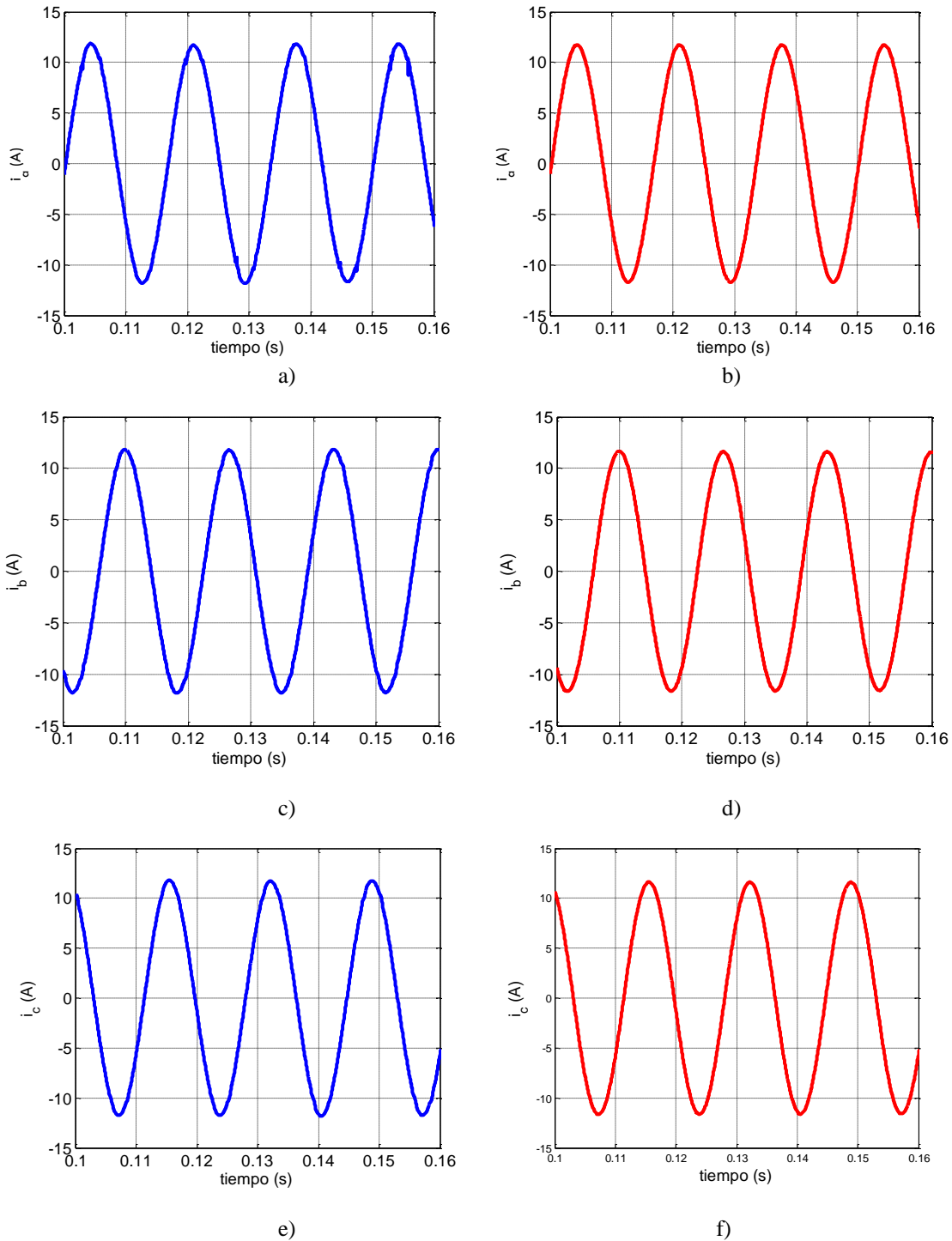


Figura I.6. Validación de la corriente de entrada. a) Simulación  $i_a$  en Psim. b) Simulación  $i_a$  en Matlab. c) Simulación  $i_b$  en Psim. d) Simulación  $i_b$  en Matlab. e) Simulación  $i_c$  en Psim. f) Simulación  $i_c$  en Matlab.

## I.6 Transformación $dq$

La transformación  $dq$  es la conversión de un plano de referencia en marco  $abc$  a un plano de referencia rotatorio  $dq$ , ésta es una herramienta frecuentemente utilizada en sistemas de potencia, y en particular, en filtros activos y rectificadores correctores de factor de potencia ya que tiene la ventaja de transformar las señales sinusoidales variantes en el tiempo a valores constantes [17-18].

En este trabajo de tesis, se requiere de sincronizar la transformación con una fase y se asume que las otras dos fases restantes se encuentran  $120^\circ$  y  $240^\circ$  desfasadas de la fase sincronizada esto con el fin de utilizar la menor cantidad de sensores posibles.

Puesto que se requiere rechazar  $sags$  asimétricos, se propone utilizar una transformación monofásica por cada fase [19], aunque la transformación  $dq$  monofásica está pensada principalmente para circuitos monofásicos, puede aplicarse a circuitos trifásicos para tener un análisis independiente de cada fase; es decir, la transformación se aplica a cada fase por separado. Consiste básicamente en multiplicar las expresiones del sistema por una matriz de transformación  $\mathbf{T}_{mon}$ , la matriz va acompañada de un factor de multiplicación  $K$  y éste define el tipo de análisis que se quiere hacer.

Si se desea mantener los valores pico del sistema transformado, entonces se le asigna a  $K$  el valor de 1. Por otro lado si se desea mantener los valores de potencia instantánea en el sistema transformado, entonces  $K = 1/\sqrt{2}$ .

### I.6.1 Transformación $dq$ monofásica por fase

En transformación  $dq$  monofásica [20-21], se introduce el concepto de generar un circuito imaginario ortogonal; éste se forma por los mismos componentes que el circuito real con la diferencia de que todas sus variables en estado estable están retrasadas  $90^\circ$  con respecto a las variables del circuito real. Este circuito imaginario físicamente no existe y sólo se usa para modelar el sistema al marco de referencia  $dq$ . Una vez obtenidas las referencias reales e imaginarias se multiplican por la matriz:

$$\mathbf{T}_{mon} = K \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Obteniéndose de este proceso las variables en el marco de referencia síncrono  $dq$ , donde  $K$  es el factor de transformación y  $\omega$  es la frecuencia de red en rad/s.

Este procedimiento debe hacerse para cada una de las fases  $abc$ , así que para hacer toda la transformación  $dq$  por fase en un paso, se propone la matriz:

$$\mathbf{T} = K \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin(\omega t - 120^\circ) & -\cos(\omega t - 120^\circ) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\omega t - 120^\circ) & \sin(\omega t - 120^\circ) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\omega t + 120^\circ) & -\cos(\omega t + 120^\circ) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\omega t + 120^\circ) & \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

siendo ésta una copia escalonada de (I.24) y sincronizada solo con la fase  $a$  debido que se asume que las otras dos fases restantes están desfasadas  $120^\circ$  entre sí.

Para empezar el procedimiento de la aplicación de la transformación  $dq$  monofásica por fase, se propone hacerlo en dos partes. Primero se transforma la parte de las corrientes y después la parte de los voltajes utilizando para ello el factor de  $K = 1/\sqrt{2}$  con el fin de mantener los valores de potencia instantánea.

### I.6.1.1 Transformación de la expresión de corriente

La expresión de las corrientes reales e imaginarias del modelo matemático continuo (I.23) junto con su copia imaginaria pueden representarse de la siguiente manera:

$$L \frac{d\mathbf{i}_{abc}^{re-im}}{dt} = -R\mathbf{i}_{abc}^{re-im} + \mathbf{v}_{abc}^{re-im} - \frac{1}{2}v_{dc}\mathbf{u}_{abc}^{re-im} + \mathbf{w}_{abc}^{re-im} \quad (\text{I.26})$$

$$\mathbf{i}_{abc}^{re-im} = \begin{bmatrix} i_a^{re} \\ i_a^{im} \\ i_b^{re} \\ i_b^{im} \\ i_c^{re} \\ i_c^{im} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{abc}^{re-im} = \begin{bmatrix} v_a^{re} \\ v_a^{im} \\ v_b^{re} \\ v_b^{im} \\ v_c^{re} \\ v_c^{im} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{abc}^{re-im} = \begin{bmatrix} u_a^{re} \\ u_a^{im} \\ u_b^{re} \\ u_b^{im} \\ u_c^{re} \\ u_c^{im} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{abc}^{re-im} = \begin{bmatrix} w_a^{re} \\ w_a^{im} \\ w_b^{re} \\ w_b^{im} \\ w_c^{re} \\ w_c^{im} \end{bmatrix}$$

Donde  $w_x^{re}$  y  $w_x^{im}$  para  $x = a, b$  y  $c$ , corresponden a las señales reales e imaginarias asociadas al  $sag$  en las tres fases, el cual aparece, y desaparece en un tiempo desconocido.

Pre multiplicando a toda la expresión por  $\mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}$  se tiene:

$$L \frac{d(\mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{i}_{abc}^{re-im})}{dt} = -\mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{R}\mathbf{i}_{abc}^{re-im} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{v}_{abc}^{re-im} - \frac{1}{2}v_{dc}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{u}_{abc}^{re-im} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{w}_{abc}^{re-im} \quad (\text{I.27})$$

Efectuando la derivada y transformando toda la expresión (I.27) queda como:

$$L\mathbf{T}^{-1} \frac{d\mathbf{i}_{abc}^{dq}}{dt} + L \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} \mathbf{i}_{abc}^{dq} = -R\mathbf{T}^{-1}\mathbf{i}_{abc}^{dq} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{v}_{abc}^{dq} - \frac{1}{2}v_{dc}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{u}_{abc}^{dq} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{w}_{abc}^{dq} \quad (\text{I.28})$$



Multiplicando (I.28) por  $\mathbf{T}$  y efectuando la derivada  $\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt}$  obtenemos la expresión (I.29)

$$L \frac{d\mathbf{i}_{abc}^{dq}}{dt} = -R\mathbf{i}_{abc}^{dq} + \mathbf{v}_{abc}^{dq} - \frac{1}{2}v_{dc}\mathbf{u}_{abc}^{dq} + \omega L \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{abc}^{dq} + \mathbf{w}_{abc}^{dq} \quad (\text{I.29})$$

donde

$$\mathbf{i}_{abc}^{dq} = \begin{bmatrix} i_{ad} \\ i_{aq} \\ i_{bd} \\ i_{bq} \\ i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{abc}^{dq} = \begin{bmatrix} v_{ad} \\ v_{aq} \\ v_{bd} \\ v_{bq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{abc}^{dq} = \begin{bmatrix} u_{ad} \\ u_{aq} \\ u_{bd} \\ u_{bq} \\ u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{abc}^{dq} = \begin{bmatrix} w_{ad} \\ w_{aq} \\ w_{bd} \\ w_{bq} \\ w_{cd} \\ w_{cq} \end{bmatrix}$$

y  $w_{xd}$  y  $w_{xq}$  para  $x = a, b$  y  $c$ , son constantes correspondientes al *sag* en las tres fases.

### I.6.1.2 Transformación de la expresión de voltaje

Considerando que  $i_o = i_a + i_b + i_c = i_{abc}$ , la expresión de salida de  $v_{dc}$  del modelo (I.23) junto con su copia imaginaria se puede representar como:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\mathbf{u}_{abc}^{re-im})^T \mathbf{i}_{abc}^{re-im} - 2 \frac{v_{dc}}{R_L} \quad (\text{I.30})$$

Se aplica la matriz de transformación (I.25) similarmente como en la transformación de corriente y se obtiene:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\mathbf{u}_{abc}^{re-im})^T \mathbf{T}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{i}_{abc}^{re-im} - 2 \frac{v_{dc}}{R_L} \quad (\text{I.31})$$

La expresión para el voltaje de  $cd$  se reescribe como:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\mathbf{u}_{abc}^{dq})^T \mathbf{i}_{abc}^{dq} - 2 \frac{v_{dc}}{R_L} \quad (\text{I.32})$$

Y finalmente, el modelo completo del RAMT en el marco  $dq$  monofásico por fase se expresa como:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_{ad}}{dt} &= -Ri_{ad} + \omega Li_{aq} + v_{ad} - \frac{1}{2} v_{dc} u_{ad} + w_{ad} \\
 L \frac{di_{aq}}{dt} &= -\omega Li_{ad} - Ri_{aq} + v_{aq} - \frac{1}{2} v_{dc} u_{aq} + w_{aq} \\
 L \frac{di_{bd}}{dt} &= -Ri_{bd} + \omega Li_{bq} + v_{bd} - \frac{1}{2} v_{dc} u_{bd} + w_{bd} \\
 L \frac{di_{bq}}{dt} &= -\omega Li_{bd} - Ri_{bq} + v_{bq} - \frac{1}{2} v_{dc} u_{bq} + w_{bq} \\
 L \frac{di_{cd}}{dt} &= -Ri_{cd} + \omega Li_{cq} + v_{cd} - \frac{1}{2} v_{dc} u_{cd} + w_{cd} \\
 L \frac{di_{cq}}{dt} &= -\omega Li_{cd} - Ri_{cq} + v_{cq} - \frac{1}{2} v_{dc} u_{cq} + w_{cq} \\
 C \frac{dv_{dc}}{dt} &= i_{ad} u_{ad} + i_{aq} u_{aq} + i_{bd} u_{bd} + i_{bq} u_{bq} + i_{cd} u_{cd} + i_{cq} u_{cq} - 2 \frac{v_{dc}}{R_L}
 \end{aligned} \tag{I.33}$$

### I.6.1.3 Validación del sistema con transformación $dq$ monofásica por fase

Para validar este modelo, es necesario simular en el programa de Matlab las expresiones del modelo en el marco  $dq$  (I.33) en lazo abierto considerando que no existe el el  $sag$  y utilizando el factor de multiplicación  $K = 1/\sqrt{2}$  en la matriz de transformación de (I.25) para mantener la potencia, para después compararlo contra la simulación de la figura I.1 en el programa de Psim, fijando para ambas simulaciones los mismos parámetros del sistema.

Entonces, primero se simula el modelo matemático (I.33) en Matlab y cuando se obtiene los resultados en estado estable se hace la primera prueba de validación del voltaje de  $cd$ . En la figura I.7a) se muestra el voltaje de  $cd$  del programa Psim alcanzando un valor en estado estable de 394.6 V, mientras que el valor del voltaje de  $cd$  simulado en Matlab alcanza un valor en estado estable de 393.78 V, teniendo entre ellos una diferencia del 0.2 %. Se puede observar también que la diferencia principal entre las señales simuladas en Matlab y Psim, es el comportamiento en estado transitorio, pero en estado estable terminan con valores con muy poco error entre ellos, entonces puede tomarse como una buena aproximación.

En la segunda prueba, se toma una de las corrientes para ser comparada ya que las tres fases tienen el mismo valor, así que se opta por escoger la fase  $a$ . De esta manera, la corriente en el marco  $dq$  de la fase  $a$  del modelo (I.33), se pasa por un bloque de transformación inversa convirtiendo la señal constante en su equivalente sinusoidal. Entonces se procede a hacer la comparación con la señal de la corriente de la fase  $a$

simulada en Psim. En la figura I.7b) puede observarse una variación en el comportamiento en el estado transitorio, pero en el estado estable terminan alcanzando casi los mismos valores.

Para la señal simulada en Psim el valor pico en estado estable de la corriente de la fase  $a$ , alcanza un valor de 11.875 A mientras que la simulada en Matlab 11.61 A representando el 2.23 % de diferencia entre ellas.

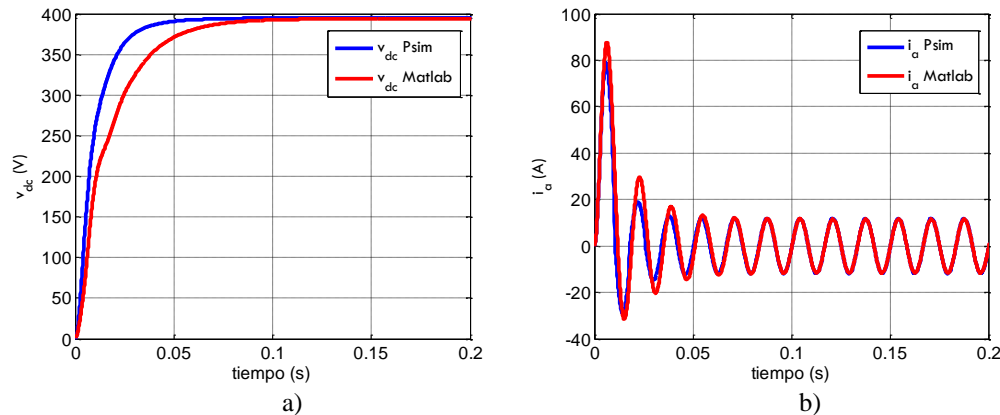


Figura I.7. Validación del modelo matemático continuo en el marco  $dq$  monofásico por fase. a) Simulación de  $v_{dc}$  en los programas Psim y Matlab. b) Simulación de  $i_a$  en los programas Psim y Matlab.

El motivo por el cual existe diferencia en el estado transitorio radica principalmente en que al transformar las señales del marco  $abc$  al marco  $dq$  por fase, se produce un retardo debido a que existe un circuito imaginario en cada fase que está retrasado  $90^\circ$  entonces para alcanzar su estado estable en cada una de las fases se genera dicho retardo y por consiguiente se genera una pérdida de información debido a la rapidez que demanda la operación, en este caso el sistema opera a 60 Hz, la diferencia es más notoria en la figura I.7a) que en I.7b) debido a que la dinámica de voltaje de  $cd$  obedece más lento que la dinámica de las corrientes, además puede afectar los métodos que cada sistema tiene para dar solución al sistema. Pero debido a que no existe una diferencia considerable en el resultado de la transformación inversa del modelo  $dq$ , que la teoría empleada en esta tesis es para soluciones en estado estable y que los errores en estado estable son relativamente pequeños, se puede concluir que el modelo  $dq$  (I.33), representa un modelo matemático aproximado al simulado en Psim y por lo tanto es válido para realizar las técnicas de control continuo que se presentan en los siguientes capítulos.

### I.7 Discusiones Parciales

Se considera que la transformación  $dq$  monofásica es la mejor opción para tratar el sistema ya que debido a sus características se pretenden obtener una ventaja en particular; rechazar perturbaciones de  $sags$  asimétricos.

Ya que al mapear los *sags* de tensión en el sistema de referencia síncrono  $dq$  se representan de una manera constante, es posible pensar en una acción integral para tratarlos como una perturbación rechazable. Y al utilizar una transformación  $dq$  monofásica, se puede tratar de manera independiente cada fase logrando incluir a la gama de rechazo a los *sags* asimétricos.

# **CAPÍTULO II DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL**

El diseño del esquema de control que se aplica en el RAMT es de suma importancia, ya que a partir de éste y la estrategia de control que se desarrolla en este capítulo, quedará cimentada la estructura para la aplicación del controlador.

En este capítulo se diseña la ley de control no lineal para el RAMT en condiciones normales y sin considerar perturbaciones en la res de alimentación.

## II.1 Objetivos y esquema de control

Los objetivos de control son:

- Disminuir la *THD* de las corrientes de entrada.
- Alcanzar un factor de potencia cercano a la unidad.
- Regular el voltaje de *cd* a una referencia.

Considerando el modelo (I.33) en ausencia de *sags* de tensión puede reescribirse de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ad}}{dt} &= -\frac{R}{L}i_{ad} + \omega i_{aq} + \frac{1}{L}v_{ad} - \frac{1}{2}v_{dc}u_{ad} \\
 \frac{di_{aq}}{dt} &= -\omega i_{ad} - \frac{R}{L}i_{aq} + \frac{1}{L}v_{aq} - \frac{1}{2L}v_{dc}u_{aq} \\
 \frac{di_{bd}}{dt} &= -\frac{R}{L}i_{bd} + \omega i_{bq} + \frac{1}{L}v_{bd} - \frac{1}{2L}v_{dc}u_{bd} \\
 \frac{di_{bq}}{dt} &= -\omega i_{bd} - \frac{R}{L}i_{bq} + \frac{1}{L}v_{bq} - \frac{1}{2L}v_{dc}u_{bq} \\
 \frac{di_{cd}}{dt} &= -\frac{R}{L}i_{cd} + \omega i_{cq} + \frac{1}{L}v_{cd} - \frac{1}{2L}v_{dc}u_{cd} \\
 \frac{di_{cq}}{dt} &= -\omega i_{cd} - \frac{R}{L}i_{cq} + \frac{1}{L}v_{cq} - \frac{1}{2L}v_{dc}u_{cq} \\
 \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C}i_{ad}u_{ad} + \frac{1}{C}i_{aq}u_{aq} + \frac{1}{C}i_{bd}u_{bd} + \frac{1}{C}i_{bq}u_{bq} + \frac{1}{C}i_{cd}u_{cd} + \frac{1}{C}i_{cq}u_{cq} - 2\frac{v_{dc}}{R_L C}
 \end{aligned} \tag{II.1}$$

Algunas características importantes del sistema (II.1) son:

- Es una transformación sincronizada con la fase *a* con la cual se obtienen referencias constantes a partir de referencias variante en el tiempo.
- De la transformación del modelo continuo en el marco *abc* al modelo *dq* monofásico por fase, se obtienen las componentes *d* y *q* de cada una de las corrientes de entrada. La componente *d* representa la componente activa fundamental mapeada como una constante, mientras que la componente *q* contiene la información de la componente reactiva fundamental.
- Se pueden controlar de manera independiente las componentes *d* y *q* de las corrientes de entrada a través las señales de control  $u_{abc}^d$  y  $u_{abc}^q$ .
- La componente *d* puede regular la magnitud y fase de las corrientes de entrada mientras que la componente *q* puede mejorar el factor de potencia al asignarle un valor de cero.
- Se puede regular el voltaje de *cd* a través de las corrientes de entrada.

- Se puede obtener un factor de potencia unitario y una baja distorsión armónica.
- Las variables medibles son  $v_{dc}$ ,  $i_{ad}$ ,  $i_{aq}$ ,  $i_{bd}$ ,  $i_{bq}$ ,  $i_{cd}$  e  $i_{cq}$ .
- Se conoce la referencia del voltaje del capacitor  $V_{dc}^*$ .
- Las referencias de las corrientes se calculan a través del bloque de control de voltaje de la figura II.1.

Para lograr los objetivos propuestos y una estructura con la cual se pueda aplicar el control integral, y considerando las componentes  $v_{ad}$ ,  $v_{aq}$ ,  $v_{bd}$ ,  $v_{bq}$ ,  $v_{cd}$  y  $v_{cq}$  son valores constantes nominales correspondientes a la transformación  $dq$  de la tensión nominal de alimentación, en la figura II.1 se muestra el esquema de control que consiste en un control para las corrientes y otro control para el *bus* de  $cd$ .

Es importante que el control de corriente evolucione de una manera más rápida que el control de voltaje de  $cd$ , para lograr desacoplarlos, esto puede lograrse mediante el ancho de banda de sus funciones, asegurando que el control de voltaje esté por lo menos una década antes que el ancho de banda del control de corriente [22].

El control que se diseña para la corriente es un control no lineal basado en la linealización entrada-salida vía retroalimentación, mientras que el control para mantener el *bus* de  $cd$  regulado se diseña con base en un controlador clásico PI.

El controlador no lineal, necesita tener una referencia adecuada de la componente  $d$  y cero para la componente  $q$  de cada una de las corrientes de entrada, entonces el principio es que las corrientes de la salida del RAMT deben ser igual a las corrientes de referencia para llegar a un nivel de voltaje de  $cd$  deseado en la carga. Debido a que la carga está sujeta a variaciones, la referencia de las corrientes varía de acuerdo al nuevo punto de operación, esta referencia variante será obtenida por el control de voltaje PI.

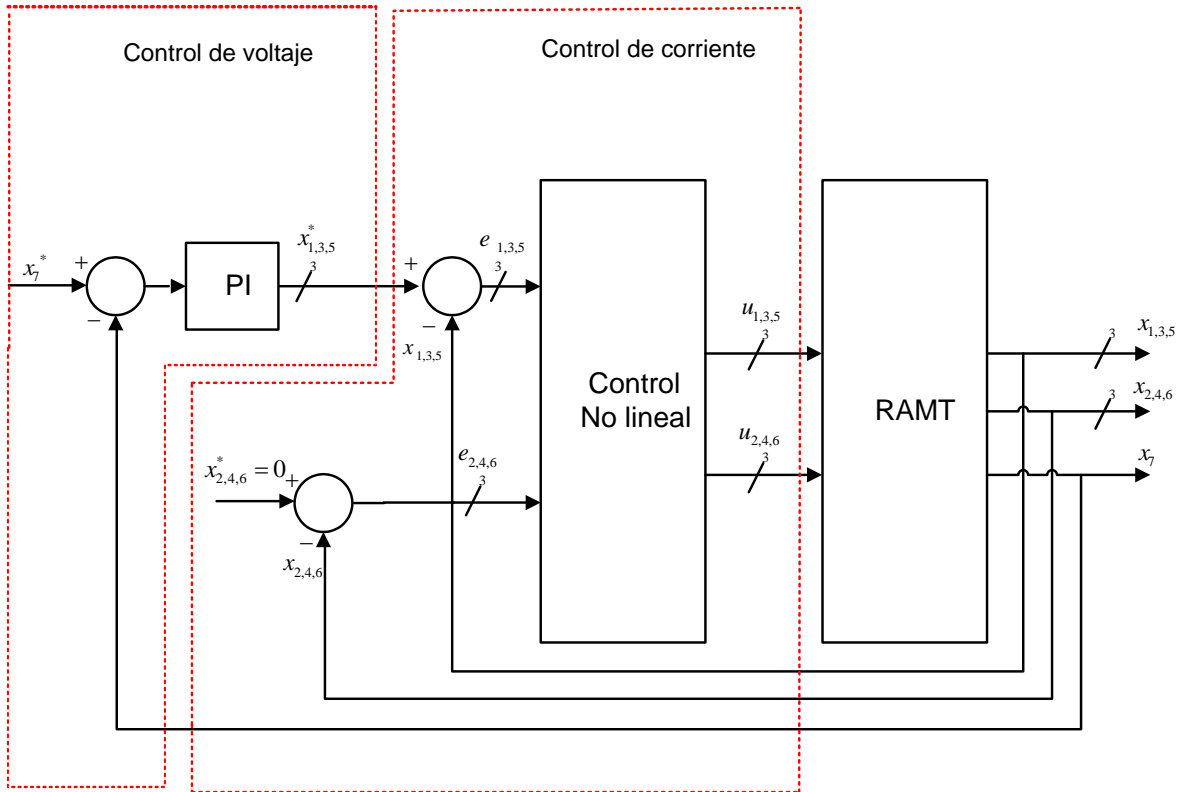


Figura II.1. Diagrama de bloques del esquema de control no lineal.

Para simplificar la nomenclatura de (II.1) el sistema se reescribe en variables de estado definidas como:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ad} \\ i_{aq} \\ i_{bd} \\ i_{bq} \\ i_{cd} \\ i_{cq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ad} \\ u_{aq} \\ u_{bd} \\ u_{bq} \\ u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix}$$

Entonces con la nueva nomenclatura el sistema se reescribe como:



$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{1}{L}v_{ad} - \frac{1}{2L}x_7u_1 \\
 \dot{x}_2 &= -\omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 + \frac{1}{L}v_{aq} - \frac{1}{2L}x_7u_2 \\
 \dot{x}_3 &= -\frac{R}{L}x_3 + \omega x_4 + \frac{1}{L}v_{bd} - \frac{1}{2L}x_7u_3 \\
 \dot{x}_4 &= -\omega x_3 - \frac{R}{L}x_4 + \frac{1}{L}v_{bq} - \frac{1}{2L}x_7u_4 \\
 \dot{x}_5 &= -\frac{R}{L}x_5 + \omega x_6 + \frac{1}{L}v_{cd} - \frac{1}{2L}x_7u_5 \\
 \dot{x}_6 &= -\omega x_5 - \frac{R}{L}x_6 + \frac{1}{L}v_{cq} - \frac{1}{2L}x_7u_6 \\
 \dot{x}_7 &= \frac{1}{C}x_1u_1 + \frac{1}{C}x_2u_2 + \frac{1}{C}x_3u_3 + \frac{1}{C}x_4u_4 + \frac{1}{C}x_5u_5 + \frac{1}{C}x_6u_6 - \frac{2}{R_L C}x_7
 \end{aligned} \tag{II.2}$$

La tabla II.1 muestra los parámetros nominales del RAMT obtenidos del Capítulo I son los que se utilizan en el diseño del esquema de control.

Tabla II.1. Parámetros nominales del RAMT.

Parámetro	Valor
$L$	5 mH
$C$	1200 $\mu$ F
$v_{l-l}$	220 V <sub>rms</sub> , 60 Hz
$R$	1 $\Omega$
$V_{dc}$	400 V
$f_c$	20 kHz
$P$	3 kW
$R_L$	53.33 $\Omega$

## II.2 Control no lineal para corriente

La expresión (II.2) se analiza para diseñar el controlador no lineal. En este esquema se introducen conceptos como el grado relativo, la dinámica cero y el sistema de fase mínima. Como primer paso se verifica qué grado relativo tiene el sistema, con este resultado, se puede definir la linealización entrada-salida vía retroalimentación, que se utiliza para diseñar el control no lineal para las corrientes de fase, y se obtiene la dinámica cero para verificar si el sistema es de fase mínima.

## II.2.1 Forma canónica controlable

Considerando una clase de sistema no lineal de la forma:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(x) + \mathbf{G}(x)\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}(x)\end{aligned}\tag{II.3}$$

donde los vectores de estado  $x \in \mathbb{R}^n$ , entrada  $u \in \mathbb{R}^m$ , salida  $y \in \mathbb{R}^m$ ,  $\mathbf{f}(x)$  y  $\mathbf{G}(x)$  son campos vectoriales suaves, los vectores de la dinámica del RAMT se escriben de la siguiente forma:

$$\mathbf{f}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{1}{L}v_{ad} \\ -\omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 + \frac{1}{L}v_{aq} \\ -\frac{R}{L}x_3 + \omega x_4 + \frac{1}{L}v_{bd} \\ -\omega x_3 - \frac{R}{L}x_4 + \frac{1}{L}v_{bq} \\ -\frac{R}{L}x_5 + \omega x_6 + \frac{1}{L}v_{cd} \\ -\omega x_5 - \frac{R}{L}x_6 + \frac{1}{L}v_{cq} \\ -\frac{2}{R_L C}x_7 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 \\ \frac{1}{C}x_1 & \frac{1}{C}x_2 & \frac{1}{C}x_3 & \frac{1}{C}x_4 & \frac{1}{C}x_5 & \frac{1}{C}x_6 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ h_3(x) \\ h_4(x) \\ h_5(x) \\ h_6(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix}\tag{II.4}$$

donde puede observarse que el vector de salida escogido, son la variables de estado que representan las corrientes de entrada del RAMT, por lo que el control no lineal basado en la linealización entrada-salida que se diseña actúa directamente sobre las corrientes e indirectamente sobre el voltaje de  $cd$ .

### II.2.2 Grado relativo

El grado relativo, describiéndolo de una manera informal, es el número de veces que se deriva la salida ‘  $\mathbf{y}$  ’ para encontrar la entrada ‘  $\mathbf{u}$  ’. Como este caso de estudio es un sistema MIMO (múltiples entradas y múltiples salidas), cada una de los elementos de la salida ‘  $\mathbf{y}$  ’ debe derivarse hasta encontrar los elementos de la entrada ‘  $\mathbf{u}$  ’.

De una manera formal [23], se dice que para un sistema MIMO el grado  $\{\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_m\}$  en un punto  $x_o$  existe si:

- i)  $L_{g_j} L_f^{\rho_i - 1} h_i(x) \neq 0 \quad \forall 1 \leq j \leq m, 1 \leq i \leq m;$
- ii) La matriz  $m \times m$ .

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\rho_1 - 1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{\rho_1 - 1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{\rho_2 - 1} h_2(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{\rho_2 - 1} h_2(x) \\ \dots & & \dots \\ L_{g_1} L_f^{\rho_m - 1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{\rho_m - 1} h_m(x) \end{bmatrix}$$

es no singular en  $x_o$ .

Dada estas condiciones se tiene como vector de grado relativo para la dinámica del RAMT  $\rho = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$ , por lo cual puede utilizarse la linealización entrada-salida vía retroalimentación. En la figura II.2 se observa la representación dinámica del sistema convertida en dos subsistemas (dinámica directa y dinámica interna).

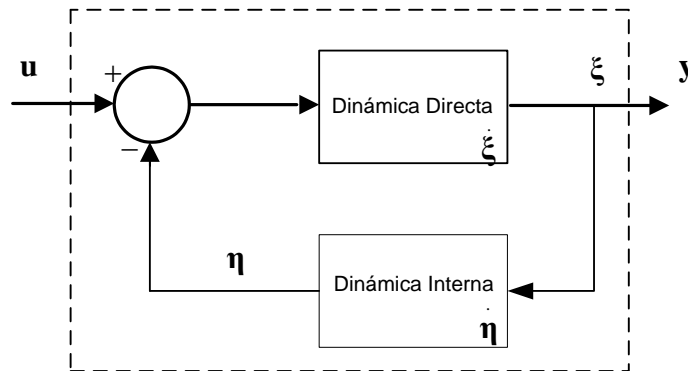


Figura II.2. Representación dinámica del sistema.

Además, como matriz resultante se tiene que:

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1}L_f^{\rho_1-1}h_1(x) & L_{g_2}L_f^{\rho_1-1}h_1(x) & L_{g_3}L_f^{\rho_1-1}h_1(x) & L_{g_4}L_f^{\rho_1-1}h_1(x) & L_{g_5}L_f^{\rho_1-1}h_1(x) & L_{g_6}L_f^{\rho_1-1}h_1(x) \\ L_{g_1}L_f^{\rho_2-1}h_2(x) & L_{g_2}L_f^{\rho_2-1}h_2(x) & L_{g_3}L_f^{\rho_2-1}h_2(x) & L_{g_4}L_f^{\rho_2-1}h_2(x) & L_{g_5}L_f^{\rho_2-1}h_2(x) & L_{g_6}L_f^{\rho_2-1}h_2(x) \\ L_{g_1}L_f^{\rho_3-1}h_3(x) & L_{g_2}L_f^{\rho_3-1}h_3(x) & L_{g_3}L_f^{\rho_3-1}h_3(x) & L_{g_4}L_f^{\rho_3-1}h_3(x) & L_{g_5}L_f^{\rho_3-1}h_3(x) & L_{g_6}L_f^{\rho_3-1}h_3(x) \\ L_{g_1}L_f^{\rho_4-1}h_4(x) & L_{g_2}L_f^{\rho_4-1}h_4(x) & L_{g_3}L_f^{\rho_4-1}h_4(x) & L_{g_4}L_f^{\rho_4-1}h_4(x) & L_{g_5}L_f^{\rho_4-1}h_4(x) & L_{g_6}L_f^{\rho_4-1}h_4(x) \\ L_{g_1}L_f^{\rho_5-1}h_5(x) & L_{g_2}L_f^{\rho_5-1}h_5(x) & L_{g_3}L_f^{\rho_5-1}h_5(x) & L_{g_4}L_f^{\rho_5-1}h_5(x) & L_{g_5}L_f^{\rho_5-1}h_5(x) & L_{g_6}L_f^{\rho_5-1}h_5(x) \\ L_{g_1}L_f^{\rho_6-1}h_6(x) & L_{g_2}L_f^{\rho_6-1}h_6(x) & L_{g_3}L_f^{\rho_6-1}h_6(x) & L_{g_4}L_f^{\rho_6-1}h_6(x) & L_{g_5}L_f^{\rho_6-1}h_6(x) & L_{g_6}L_f^{\rho_6-1}h_6(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Desarrollando las derivadas de Lie, del primer y segundo elementos de la primera fila se tiene que:

$$L_{g_1}h_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_3} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_4} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_5} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L}x_7 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{C}x_1 \end{bmatrix} = -\frac{1}{2L}x_7$$

$$L_{g_2}h_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_3} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_4} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_5} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{2L}x_7 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{C}x_1 \end{bmatrix} = 0$$

Desarrollando los demás elementos de una manera similar se tiene que la matriz  $A(x)$  está dada por:

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Con  $x_7 \neq 0$  la matriz es no singular, y entonces ésta califica para la definición de grado relativo.

### II.2.3 Difeomorfismo

Un difeomorfismo es una transformación que permite llevar un sistema no lineal a una forma adecuada para linealizarlo vía retroalimentación; este mapeo debe ser continuamente diferenciable y su inversa también.

Siendo  $Q(x)$  la matriz de transformación, se dice que si el jacobiano de  $\frac{\partial Q(x)}{\partial x}$  es no singular en un punto  $x_o \in D_S$  entonces existe una vecindad  $N$  de  $x_o$  tal que  $Q(x)$  restringida a  $N$  es un difeomorfismo de  $N$  [24].

Entonces, el difeomorfismo del sistema está dado por:

$$z = Q(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ h_3(x) \\ h_4(x) \\ h_5(x) \\ h_6(x) \\ \phi(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ \phi(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \\ \xi_4 \\ \xi_5 \\ \xi_6 \\ \eta \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Para definir  $\phi(x)$  se debe satisfacer:

$$L_g \phi(x) = 0 \quad \text{y} \quad \phi(0) = 0 \quad (\text{II.8})$$

Entonces se tiene que:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_3} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_4} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_5} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_6} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L}x_7 \\ \frac{1}{C}x_1 & \frac{1}{C}x_2 & \frac{1}{C}x_3 & \frac{1}{C}x_4 & \frac{1}{C}x_5 & \frac{1}{C}x_6 & 0 \end{bmatrix}$$

Apoyándose mediante el programa de maple, se resuelve el sistema diferencial y queda propuesta la expresión como:

$$\phi(x) = \frac{x_7^2 C + 2(x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2 + x_5^2 + x_6^2)L}{C} \quad (\text{II.9})$$

Y la transformación (II.7) resulta de la forma:

$$z = Q(x) = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \\ \xi_4 \\ \xi_5 \\ \xi_6 \\ \eta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ \hline \frac{x_7^2 C + 2(x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2 + x_5^2 + x_6^2)L}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Donde puede verse claramente la igualdad de  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5$  y  $x_6$ , pero para el séptimo elemento se tiene que despejar  $x_7$ , por lo que se tiene que:

$$x_7 = \left[ \eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Para que (II.10) sea un difeomorfismo, se debe comprobar que este mapeo sea continuamente diferenciable, así como su inversa; por lo que  $\frac{\partial Q(x)}{\partial x}$  tiene que ser de rango completo, por lo que:

$$\frac{\partial Q(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{4L}{C}x_1 & \frac{4L}{C}x_2 & \frac{4L}{C}x_3 & \frac{4L}{C}x_4 & \frac{4L}{C}x_5 & \frac{4L}{C}x_6 & 2x_7 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La matriz es no singular para  $x_7 \neq 0$ , comprobando que es un difeomorfismo de (II.2).

Con las nuevas variables definidas, el siguiente paso es obtener la dinámica interna. Esta dinámica no es controlable ni observable y para seguir con el diseño de control, sólo se puede esperar que evolucione de una manera estable por sí misma. En la figura II.2 se

presenta un diagrama que representa el sistema mostrando la dinámica del sistema separada en dos partes; la dinámica externa e interna.

La dinámica interna se obtiene a partir de:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f_0(\eta, \xi) \\ f_0(\eta, \xi) &= \left[ \frac{\partial \phi(x)}{\partial x} f(x) \right]_{x=Q^{-1}(z)} \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Entonces

$$\dot{\eta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_3} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_4} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_5} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_6} & \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{1}{L}v_{ad} \\ -\omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 + \frac{1}{L}v_{aq} \\ -\frac{R}{L}x_3 + \omega x_4 + \frac{1}{L}v_{bd} \\ -\omega x_3 - \frac{R}{L}x_4 + \frac{1}{L}v_{bq} \\ -\frac{R}{L}x_5 + \omega x_6 + \frac{1}{L}v_{cd} \\ -\omega x_5 - \frac{R}{L}x_6 + \frac{1}{L}v_{cq} \\ -\frac{2}{R_L C}x_7 \end{bmatrix}$$

Y evaluando en  $x = Q^{-1}(z)$  se tiene la dinámica interna:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= \frac{4L}{C} \xi_1 \left( -\frac{R}{L} \xi_1 + \omega \xi_2 + \frac{1}{L} v_{ad} \right) + \frac{4L}{C} \xi_2 \left( -\omega \xi_1 - \frac{R}{L} \xi_2 + \frac{1}{L} v_{aq} \right) + \frac{4L}{C} \xi_3 \left( -\frac{R}{L} \xi_3 + \omega \xi_4 + \frac{1}{L} v_{bd} \right) \\ &+ \frac{4L}{C} \xi_4 \left( -\omega \xi_3 - \frac{R}{L} \xi_4 + \frac{1}{L} v_{bq} \right) + \frac{4L}{C} \xi_5 \left( -\frac{R}{L} \xi_5 + \omega \xi_6 + \frac{1}{L} v_{cd} \right) + \frac{4L}{C} \xi_6 \left( -\omega \xi_5 - \frac{R}{L} \xi_6 + \frac{1}{L} v_{cq} \right) \\ &- \frac{4}{R_L C} \left[ \eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C} \right] \end{aligned}$$

Entonces dadas las nuevas variables podemos expresar el sistema (II.2) como:

$$\begin{aligned}
 \dot{\xi}_1 &= -\frac{R}{L}\xi_1 + \omega\xi_2 + \frac{1}{L}v_{ad} - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}} u_1; \\
 \dot{\xi}_2 &= -\omega\xi_1 - \frac{R}{L}\xi_2 + \frac{1}{L}v_{aq} - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}} u_2; \\
 \dot{\xi}_3 &= -\frac{R}{L}\xi_3 + \omega\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bd} - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}} u_3; \\
 \dot{\xi}_4 &= -\omega\xi_3 - \frac{R}{L}\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bq} - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}} u_4; \\
 \dot{\xi}_5 &= -\frac{R}{L}\xi_5 + \omega\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cd} - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}} u_5; \\
 \dot{\xi}_6 &= -\omega\xi_5 - \frac{R}{L}\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cq} - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}} u_6; \\
 \dot{\eta} &= \frac{4L}{C}\xi_1\left(-\frac{R}{L}\xi_1 + \omega\xi_2 + \frac{1}{L}v_{ad}\right) + \frac{4L}{C}\xi_2\left(-\omega\xi_1 - \frac{R}{L}\xi_2 + \frac{1}{L}v_{aq}\right) + \frac{4L}{C}\xi_3\left(-\frac{R}{L}\xi_3 + \omega\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bd}\right) \\
 &\quad + \frac{4L}{C}\xi_4\left(-\omega\xi_3 - \frac{R}{L}\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bq}\right) + \frac{4L}{C}\xi_5\left(-\frac{R}{L}\xi_5 + \omega\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cd}\right) + \frac{4L}{C}\xi_6\left(-\omega\xi_5 - \frac{R}{L}\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cq}\right) \quad (\text{II.13}) \\
 &\quad - \frac{4}{R_L C}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right].
 \end{aligned}$$

Y se puede observar de (II.13) que la dinámica interna evoluciona independientemente de las entradas de control, ya que se cancela el término de ‘u’ y ésta se vuelve no observable.

#### II.2.4 Dinámica cero

La dinámica cero está dada por:

$$\begin{aligned}
 \dot{\eta} &= f_0(\eta, 0) \\
 \left[\frac{\partial f(\eta)}{\partial \eta}\right]_{\eta=pe} & \quad (\text{II.14})
 \end{aligned}$$

Entonces en (II.3) se hace  $\xi = 0$  y se obtiene la siguiente expresión:

$$\dot{\eta} = -\frac{4}{R_L C}\eta$$



Por lo que se puede decir que el sistema es de fase mínima ya que la dinámica es asintóticamente estable con  $R_L > 0$  y  $C > 0$ .

### II.2.5 Ley de control

La ley de control que linealiza el sistema está dada por: ´

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} = \frac{2L}{\left[ \eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C} \right]^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} \xi_1 + \omega \xi_2 + \frac{1}{L} v_{ad} - v_1 \\ -\omega \xi_1 - \frac{R}{L} \xi_2 + \frac{1}{L} v_{aq} - v_2 \\ -\frac{R}{L} \xi_3 + \omega \xi_4 + \frac{1}{L} v_{bd} - v_3 \\ -\omega \xi_3 - \frac{R}{L} \xi_4 + \frac{1}{L} v_{bq} - v_4 \\ -\frac{R}{L} \xi_5 + \omega \xi_6 + \frac{1}{L} v_{cd} - v_5 \\ -\omega \xi_5 - \frac{R}{L} \xi_6 + \frac{1}{L} v_{cq} - v_6 \end{bmatrix}. \quad (\text{II.15})$$

donde:

$$\begin{aligned} v_1 &= -k_1(\xi_1 - \xi_1^*) \\ v_2 &= -k_2(\xi_2 - \xi_2^*) \\ v_3 &= -k_3(\xi_3 - \xi_3^*) \\ v_4 &= -k_4(\xi_4 - \xi_4^*) \\ v_5 &= -k_5(\xi_5 - \xi_5^*) \\ v_6 &= -k_6(\xi_6 - \xi_6^*) \end{aligned}$$

Entonces teniendo todas las componentes de la ley de control, ésta resulta en:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} = \frac{2L}{\left[ \eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C} \right]^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}\xi_1 + \omega\xi_2 + \frac{1}{L}v_{ad} + k_1(\xi_1 - \xi_1^*) \\ -\omega\xi_1 - \frac{R}{L}\xi_2 + \frac{1}{L}v_{aq} + k_2(\xi_2 - \xi_2^*) \\ -\frac{R}{L}\xi_3 + \omega\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bd} + k_3(\xi_3 - \xi_3^*) \\ -\omega\xi_3 - \frac{R}{L}\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bq} + k_4(\xi_4 - \xi_4^*) \\ -\frac{R}{L}\xi_5 + \omega\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cd} + k_5(\xi_5 - \xi_5^*) \\ -\omega\xi_5 - \frac{R}{L}\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cq} + k_6(\xi_6 - \xi_6^*) \end{bmatrix}. \quad (\text{II.16})$$

de donde las componentes  $v_{ad}$ ,  $v_{aq}$ ,  $v_{bd}$ ,  $v_{bq}$ ,  $v_{cd}$  y  $v_{cq}$  son valores nominales constantes correspondientes a la transformación  $dq$  de la tensión nominal de alimentación.

### II.3 Función de transferencia del lazo de corriente

Es posible que cada una de las corrientes en  $dq$  pueda controlar de manera independiente, esto se hace posible al desacoplarlas. Con la ley de control obtenida anteriormente en (II.16) las no linealidades del sistema se cancelan al realizar las retroalimentación y el problema se reduce a un problema de estabilización en el origen.

Aplicando (II.16) a las expresiones de corriente de la dinámica (II.13) se tiene que:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= v_1; \\ \dot{\xi}_2 &= v_2; \\ \dot{\xi}_3 &= v_3; \\ \dot{\xi}_4 &= v_4; \\ \dot{\xi}_5 &= v_5; \\ \dot{\xi}_6 &= v_6. \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

Aplicando la transformada de Laplace a (II.17) el lazo de las componente  $d$  y  $q$  de las corrientes se expresan como:

$$\begin{aligned} \frac{\xi_1(s)}{\xi_1^*(s)} &= \frac{k_1}{s+k_1}; & \frac{\xi_2(s)}{\xi_2^*(s)} &= \frac{k_1}{s+k_2}; & \frac{\xi_3(s)}{\xi_3^*(s)} &= \frac{k_3}{s+k_3}; \\ \frac{\xi_4(s)}{\xi_4^*(s)} &= \frac{k_4}{s+k_4}; & \frac{\xi_5(s)}{\xi_5^*(s)} &= \frac{k_5}{s+k_5}; & \frac{\xi_6(s)}{\xi_6^*(s)} &= \frac{k_6}{s+k_6}. \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

En donde los polinomios característicos de las funciones están dadas por:

$$\begin{aligned} s+k_1 &= 0; & s+k_2 &= 0; & s+k_3 &= 0; \\ s+k_4 &= 0; & s+k_5 &= 0; & s+k_6 &= 0. \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

y tienen un polo completamente asignable de manera arbitraria para asegurar la estabilidad del sistema por medio de Ruth-Hurwitz [25-26].

Y por último, se muestra la ley de control (II.16) con el cambio de variables correspondiente:

$$u(x) = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_1 - \omega x_2 - \frac{1}{L} v_{ad} + k_1(x_1 - x_1^*) \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \omega x_1 + \frac{R}{L} x_2 - \frac{1}{L} v_{aq} + k_1(x_2 - x_2^*) \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_3 - \omega x_4 - \frac{1}{L} v_{bd} + k_1(x_3 - x_3^*) \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \omega x_3 + \frac{R}{L} x_4 - \frac{1}{L} v_{bq} + k_1(x_4 - x_4^*) \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_5 - \omega x_6 - \frac{1}{L} v_{cd} + k_1(x_5 - x_5^*) \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \omega x_5 + \frac{R}{L} x_6 - \frac{1}{L} v_{cq} + k_1(x_6 - x_6^*) \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

de donde para utilizar este control es necesario el voltaje en los capacitores sea diferente de cero.

#### II.4 Control y función de transferencia del lazo de voltaje

De acuerdo con la figura II.1, para el lazo de voltaje externo y considerando que la dinámica de las corrientes es más rápida que la del voltaje por lo que ya están en estado estable, es posible enfocarse sólo en la última ecuación dinámica del modelo (II.2):

$$C \dot{x}_7 = x_1 u_1 + x_2 u_2 + x_3 u_3 + x_4 u_4 + x_5 u_5 + x_6 u_6 - \frac{2}{R_L} x_7 \quad (\text{II.21})$$

Si se considera que la transformación  $dq$  está sincronizada con la fase  $a$  y que  $x_i = 0$  para  $i = 2, 4, 6$ , se logra un PF unitario ya que éstas son las componentes del desfaseamiento.

Considere que  $u_1$ ,  $u_3$  y  $u_5$  ya están en su valor nominal  $U_1$ ,  $U_3$  y  $U_5$ , respectivamente, ya que  $x_1 \rightarrow x_1^*$ ,  $x_2 \rightarrow 0$ ,  $x_3 \rightarrow x_3^*$ ,  $x_4 \rightarrow 0$ ,  $x_5 \rightarrow x_5^*$ ,  $x_6 \rightarrow 0$  y  $x_7 \rightarrow X_7$ , donde  $X_7$  es el valor nominal de  $x_7 = X_7 + \tilde{x}_7$  y  $\tilde{x}_7$  son las pequeñas variaciones alrededor del punto de operación, y considerando el efecto de  $R$  como un error que se desprecia para cumplir el equilibrio de potencias  $P_{in} \approx P_{out}$  y la demanda de corriente en la carga como una perturbación, a partir del sistema en estado estable, el valor nominal de la señal de control es:

$$\begin{aligned} u_1 &= -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_1 - \omega x_2 - \frac{1}{L} v_{ad} + v_1 \right) & U_1 &\approx \frac{2}{X_7} v_{ad} \\ u_3 &= -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_3 - \omega x_4 - \frac{1}{L} v_{bd} + v_3 \right) & \text{entonces} & U_3 \approx \frac{2}{X_7} v_{bd} \\ u_5 &= -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_5 - \omega x_6 - \frac{1}{L} v_{cd} + v_5 \right) & & U_5 \approx \frac{2}{X_7} v_{cd} \end{aligned}$$

Entonces la expresión (II.21) puede reescribirse como:

$$C \dot{x}_7 = i_{RL} + \frac{2x_1^*}{X_7} v_{ad} + \frac{2x_3^*}{X_7} v_{bd} + \frac{2x_5^*}{X_7} v_{cd} \quad (\text{II.22})$$

donde  $i_{RL} = -\frac{2}{R_L} x_7$  es la demanda de la corriente de carga.

Considerando que se desea un sistema balanceado, se supone que  $x_1^* = x_3^* = x_5^* = x_e^*$  por lo que (II.22) se reescribe como:

$$C \dot{x}_7 = i_{RL} + x_e^* \left( \frac{2}{X_7} v_{ad} + \frac{2}{X_7} v_{bd} + \frac{2}{X_7} v_{cd} \right) \quad (\text{II.23})$$

Y se propone un controlador PI tal que logre la regulación del bus de  $cd$  a pesar de variaciones de carga desconocidas, como:

$$x_e^* = k_{pv} (x_7^* - x_7) + k_{iv} \int (x_7^* - x_7) dt \quad (\text{II.24})$$

En la figura II.3 se presenta el diagrama de bloques con un compensador PI que regula el comportamiento del voltaje de  $cd$ .

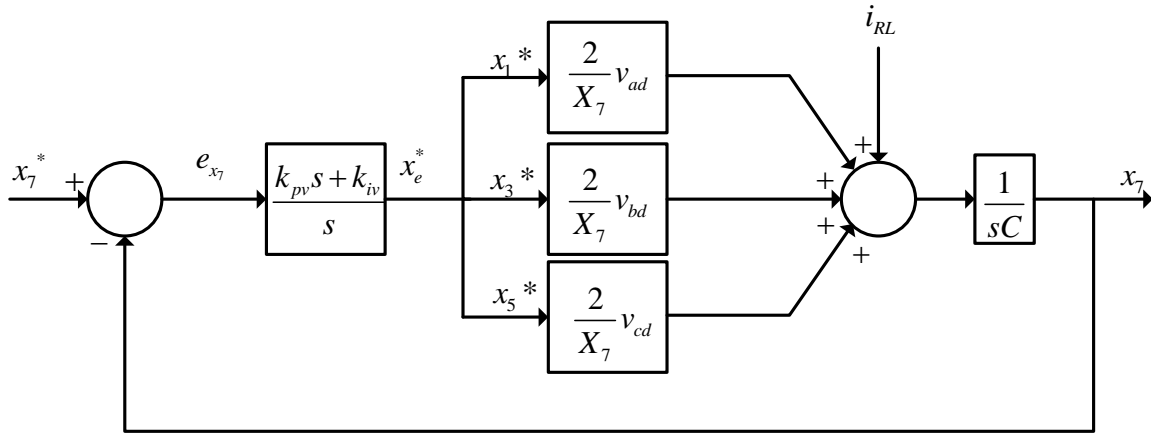


Figura II.3. Diagrama de bloques del lazo externo  $v_{dc}$ .

tomando a  $i_{RL}$  como una perturbación, la función de transferencia en lazo cerrado de la ecuación del voltaje de  $cd$ , es:

$$\frac{x_7(s)}{x_7^*(s)} = \frac{2k_{pv} s(v_{ad} + v_{bd} + v_{cd}) + 2k_{iv}(v_{ad} + v_{bd} + v_{cd})}{CX_7 s^2 + 2k_{pv}(v_{ad} + v_{bd} + v_{cd})s + 2k_{iv}(v_{ad} + v_{bd} + v_{cd})} \quad (\text{II.25})$$

donde el polinomio característico es:

$$CX_7 s^2 + 2k_{pv}(v_{ad} + v_{bd} + v_{cd})s + 2k_{iv}(v_{ad} + v_{bd} + v_{cd}) = 0$$

tiene polos completamente asignables de manera arbitraria para asegurar la estabilidad del sistema por medio de Ruth-Hurwitz [25-26].

En la figura II.4 se muestra el esquema de control no lineal empleado para el RAMT.

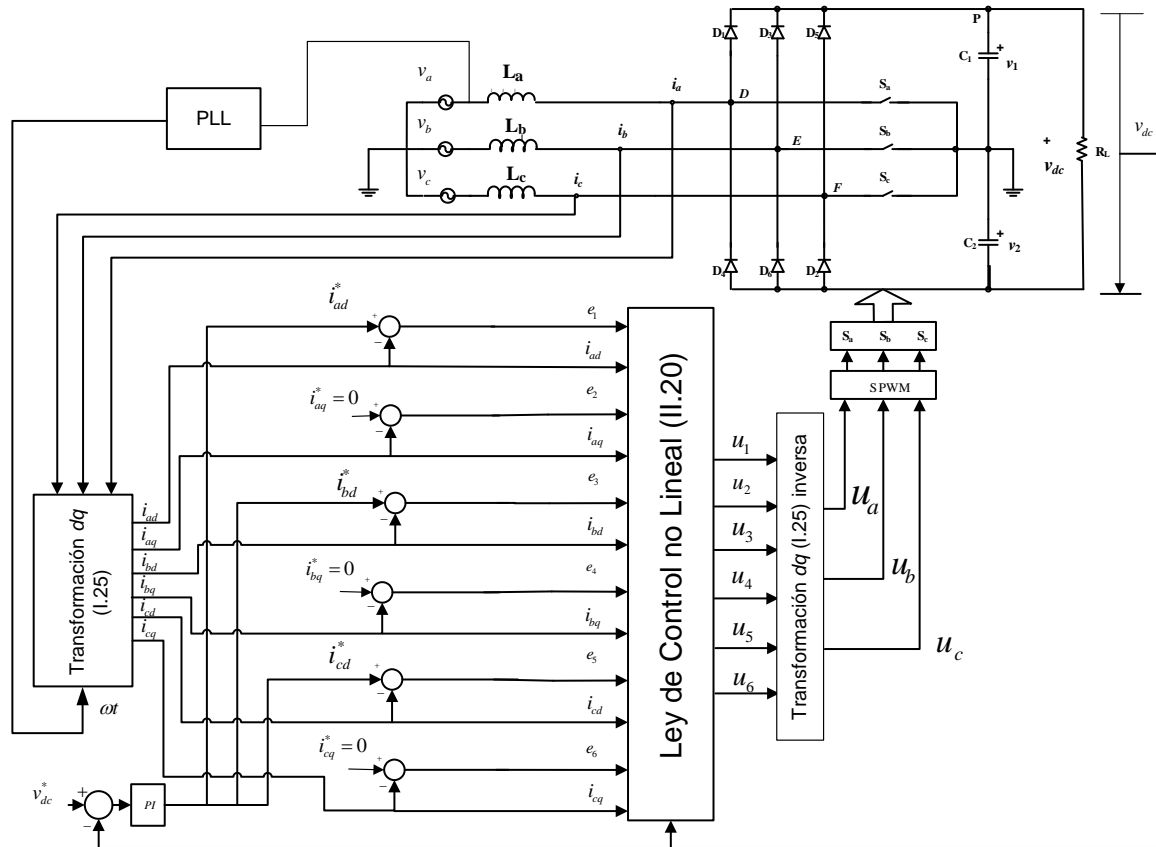


Figura II.4. Esquema de control no lineal diseñado para el RAMT.

## II.5 Resultados

En la figura II.5 se presenta el enlace entre los programas de Matlab y Psim, en donde el algoritmo de control se hace en el programa de Matlab, mientras que el modelo conmutado del RAMT en Psim. Los parámetros del RAMT se toman de la tabla II.1.

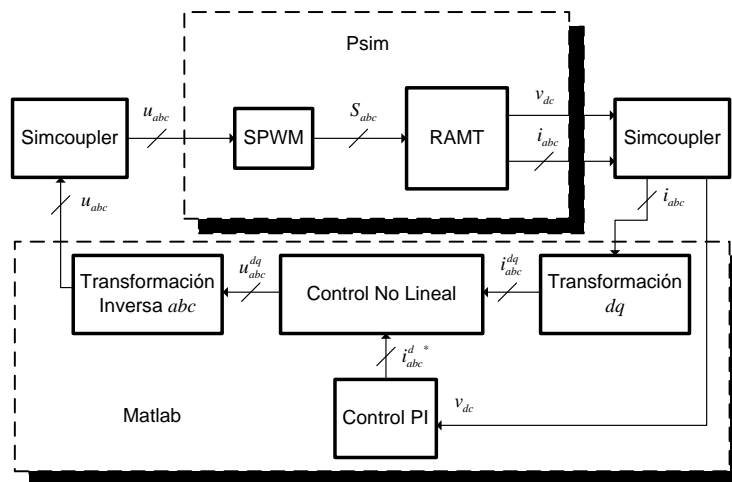


Figura II.5 Enlace entre Psim-Matlab de control no lineal.

La sintonización tanto del control de corriente (II.18) como la del control de voltaje (II.25) se basa realizando un desacoplo en frecuencia. Como primer paso, se busca que las funciones sean estables de acuerdo al criterio de Ruth-Hurwitz, después se busca colocar la frecuencia de corte del lazo de corriente por lo menos una década debajo de la dinámica mas alta del sistema obtenida por la frecuencia de conmutación  $f_c$  (20 kHz). De la misma forma, se busca colocar la frecuencia de corte del lazo de voltaje al menos una decada por debajo de la frecuencia de corte del lazo de corriente.

Dado que el control de corriente (II.18) son funciones de primer orden, la frecuencia de corte para estas es el valor que se le asigna a la ganancias  $k_n$  donde  $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  en rad/s. Ya que el sistema conmuta a una frecuencia de 20 kHz, la frecuencia de corte para las funciones de corriente se fija en 2 kHz que corresponde la ganancia de  $k_n = 12566$  como se muestra en la figura II.6.

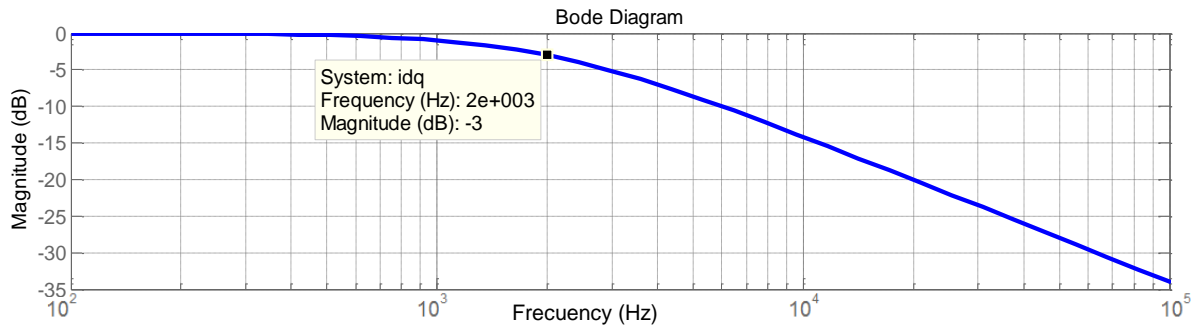


Figura II.6. Diagrama de Bode de las funciones de transferencia del lazo de corriente.

Para el control de voltaje (II.25) se desarrolla de una manera similar, se busca que la frecuencia de corte se encuentre por debajo de los 2 kHz. Entonces para  $k_{pv} = 0.1$  y  $k_{pi} = 5$  los polos de la función de transferencia se encuentran en  $s_{1,2} = -56.14 \pm j36.58$  y la frecuencia de corte es  $f_{c2} = 23.8\text{Hz}$  como se muestra en la figura II.7.

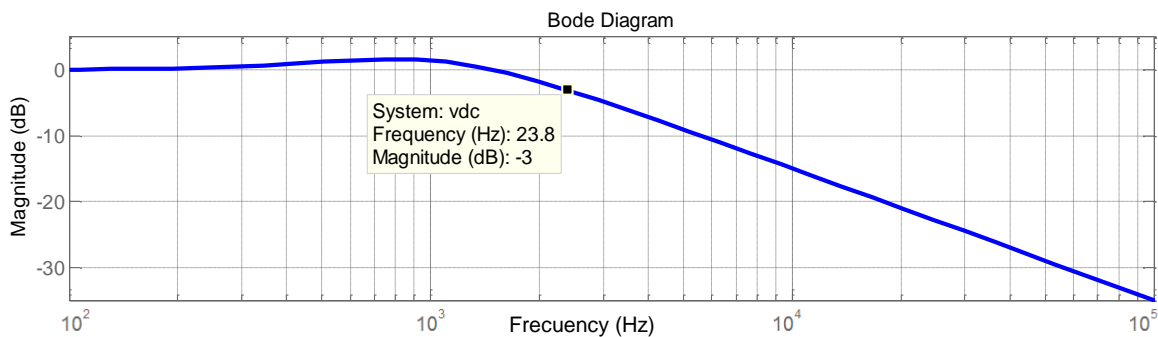


Figura II.7. Diagrama de Bode de la funcion de transferencia del lazo de voltaje.

Al hacer la simulación con el enlace Psim-Matlab con el esquema de la figura II.5 se obtuvieron los siguientes resultados.

La primera simulación se hace suponiendo que no existen cambios de carga ni *sags* de tensión. En la figura II.8 puede observarse que el voltaje de *cd* llega a los 400 V que se esperaban, con un sobretiro de 3.25 %, un tiempo de asentamiento de 12 ms y una potencia de salida de 3 kW .

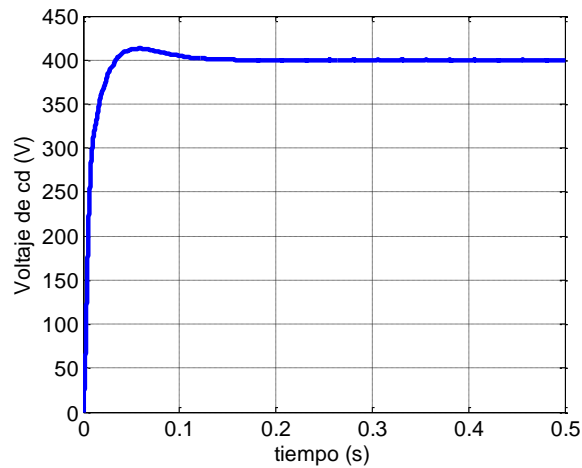


Figura II.8. Comportamiento del voltaje *cd*.

Por otro lado, en la figura II.9 se muestra la corriente y la tensión de entrada correspondientes a la fase *a*. La corriente alcanza un valor pico de 11.9 A con un rizo de 1.02 A y una *THD* = 3.32 %. Puede observarse que ambas señales se encuentran en fase, lo que indica que el factor de potencia se encuentra cercano a la unidad ya que éste es de 0.99.

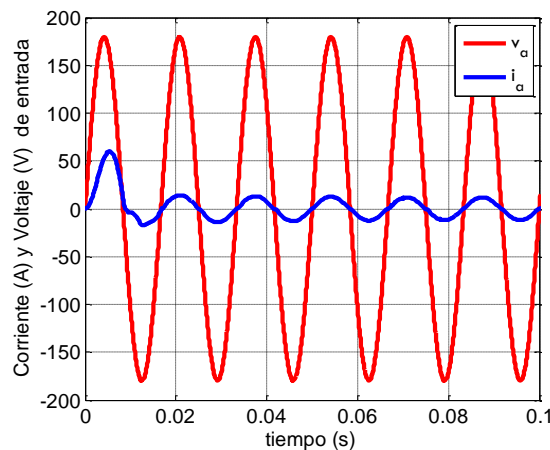


Figura II.9. Voltaje y corriente de entrada en la fase *a*.

En la figura II.10 se puede observar la corriente  $i_{ref} (x_{1,3,5}^*)$  que sale del control PI de la figura II.1, que es la corriente de la componente *d* en el marco *dq* de cada fase necesaria



para alcanzar el voltaje de  $cd$  deseado, así como la componente  $d$  de cada una de las corrientes de fase del RAMT en el marco  $dq$  que convergen al valor de la corriente  $i_{ref}$ .

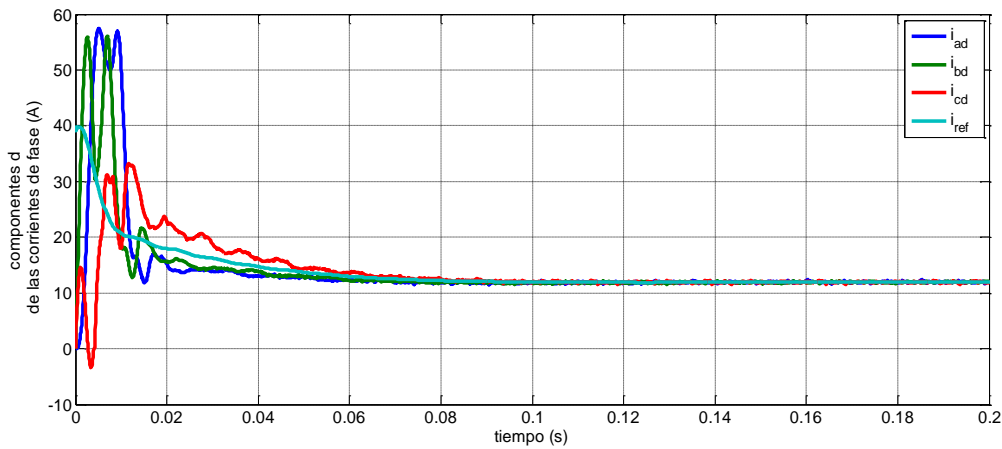


Figura II.10. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .

Los cambios de carga son eventos comunes que suceden en la operación de los rectificadores. En la figura II.11a) se muestra la respuesta dinámica del voltaje de  $cd$  del rectificador ante dos cambios de carga, el primero en  $t = 0.3$  s de 2700 W a 600 W (90 % a 20 %) y el segundo en  $t = 0.6$  s de 600 W a 2700W (20 % a 90 %) donde el 20 % del valor nominal de la carga es el límite en el cual puede operar el control con las ganancias obtenidas anteriormente. En el primer cambio, la tensión aumenta 442 V recuperando su valor deseado en 10 ms, mientras que en el segundo cambio, el valor de la tensión disminuye a 363.5 V, regresando a su valor deseado en un tiempo de 10 ms. Para el caso de la corriente de  $cd$ , mostrado en la figura II.11b), sucede algo similar; en el primer cambio hay un decremento de la corriente hasta 1.5 A y en el segundo cambio vuelve a 6.75 A, en ambos casos llegando al estado estable en 10 ms.

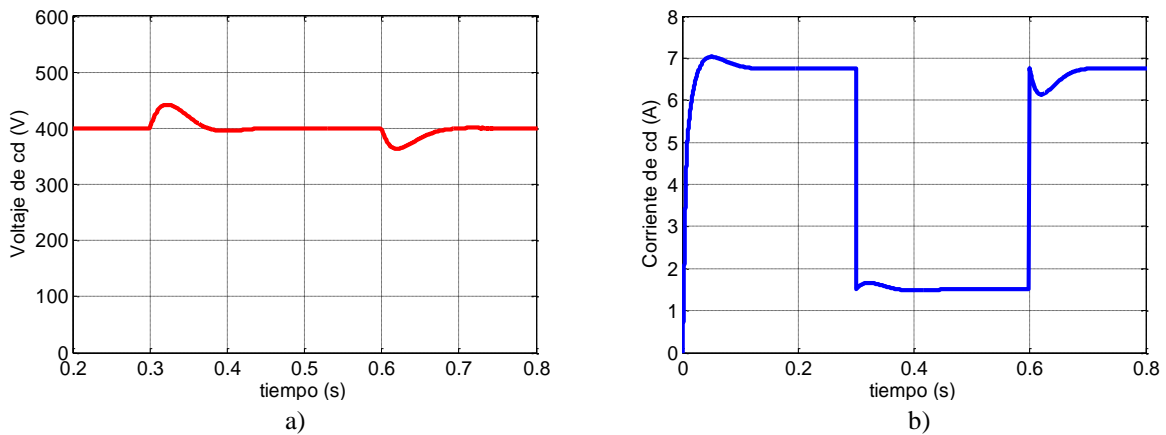
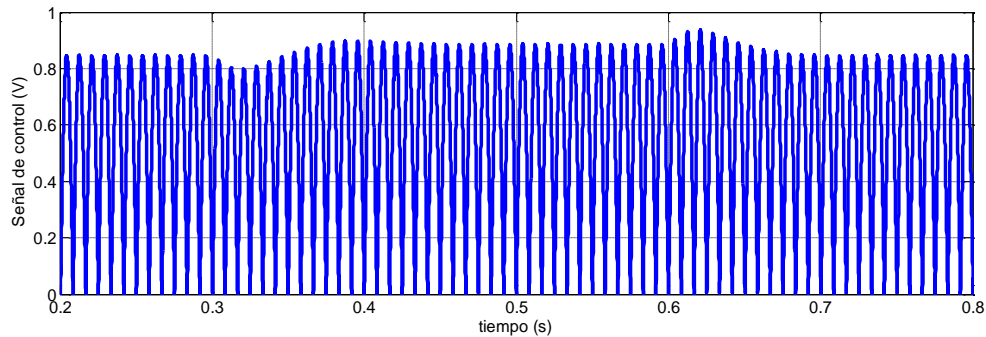


Figura II.11. Comportamiento del voltaje y corriente de  $cd$  ante cambios de carga. a) Voltaje de  $cd$ . b) Corriente de  $cd$ .

En la figura II.12 se muestra el comportamiento de la señal de control en la fase  $a$ . En el primer cambio de fase aumenta su modulación hasta llegar al estado estable de 0.886 mientras que en el segundo cambio de fase regresa a su valor de 0.847.



II.12. Comportamiento de la señal de control de la fase  $a$ .

Para el caso del factor de potencia no existe un cambio considerable. En la figura II.13 se muestra la tensión y la corriente escalada (10 veces su valor) en la fase  $a$ , donde se puede observar que el único cambio que ocurre es el decremento de la corriente de entrada de la fase  $a$ , ya que de tener un valor de 10.6 A, en el primer cambio llega a un valor pico de 2.3 A con un factor de potencia 0.99 y no se altera ante el cambio de carga.

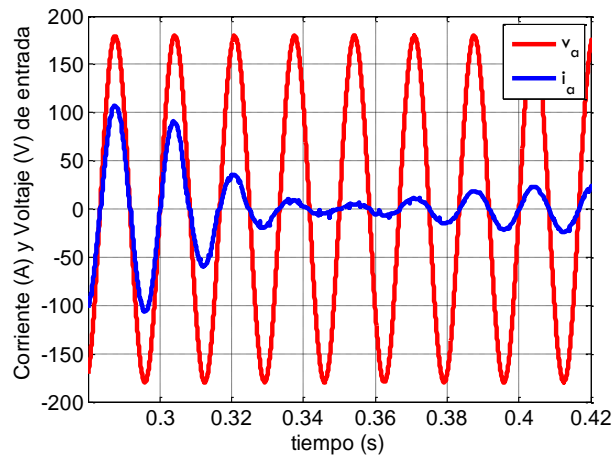


Figura II.13. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$  ante cambios de carga.

Debido a los cambios de carga, el sistema requiere una nueva referencia que se ajuste al nuevo punto de operación. En la figura II.14 se muestra la componente  $d$  de las corrientes de entrada en el marco  $dq$ , puede observarse que la regulación de las corrientes necesarias para alcanzar el voltaje de  $cd$  deseado es satisfactoria, ya que las corrientes de la componente  $d$  en el marco  $dq$  de cada fase convergen ante el cambio de referencia ( $x_{1,3,5}^*$ ) demandada por los cambios de carga.

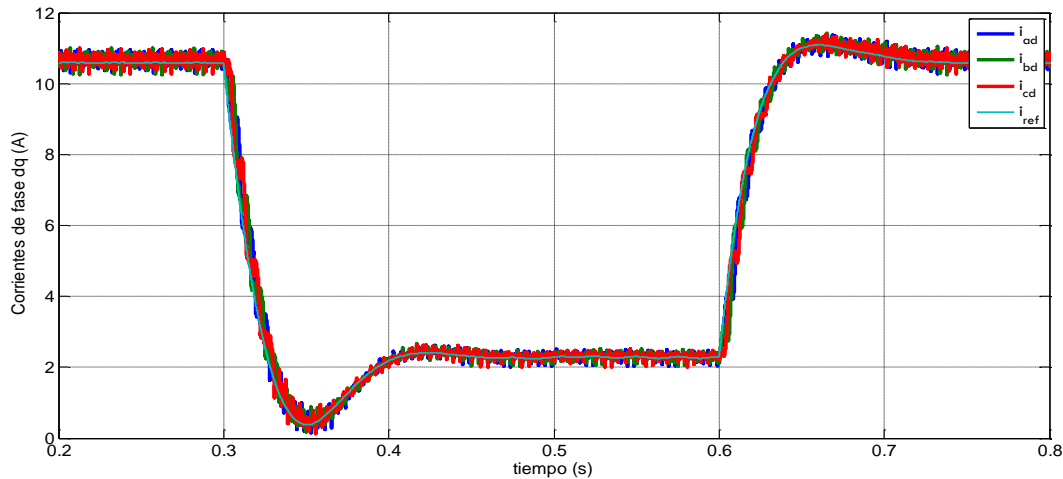
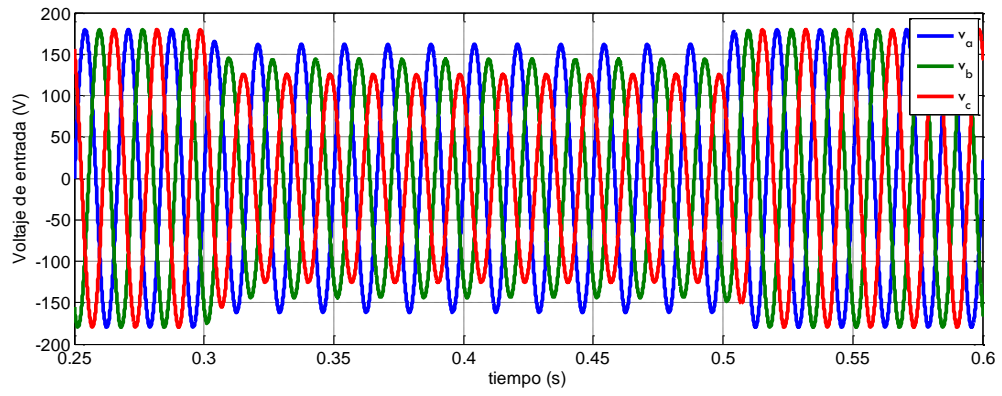


Figura II.14. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante cambios de carga.

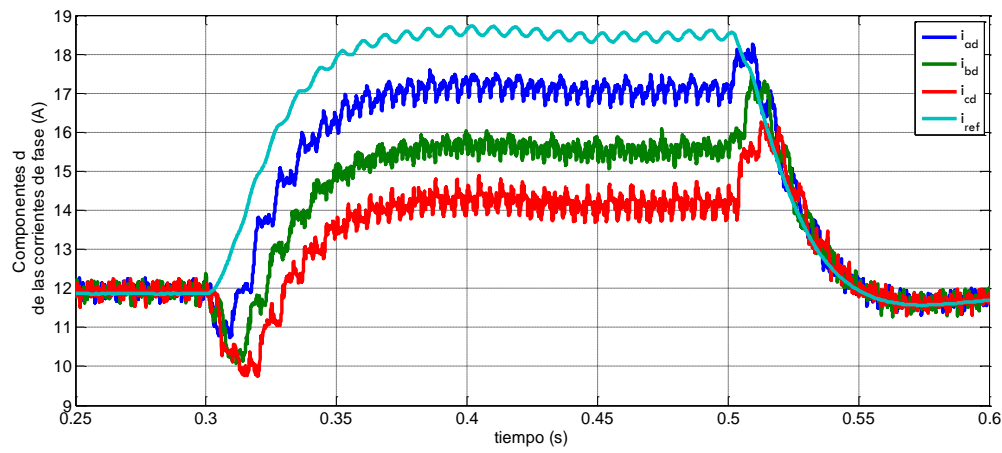
Hasta el momento, con el esquema de control mostrado se ha regulado el voltaje de  $cd$  en un punto de operación deseado, se ha reducido la  $THD$  de las corrientes de entrada y se ha logrado obtener un factor de potencia cercano a la unidad aún ante cambios de carga, es decir, se han cumplido los objetivos provisionales propuestos al inicio del capítulo. Sin embargo, un punto fundamental en el estudio de esta tesis es que el rectificador sea robusto ante perturbaciones tales como los *sags* de tensión y este esquema de control no es capaz de rechazar tales perturbaciones, como se muestra a continuación.

En la figura II.15a) se presenta un *sag* asimétrico con una caída en la magnitud de tensión de su valor nominal de 0.1, 0.2 y 0.3%, respectivamente en cada fase  $a$ ,  $b$  y  $c$ , seguido del comportamiento de la componente  $d$  en el marco  $dq$  de las corrientes de entrada cuando ocurre la perturbación como se muestra en II.15b).

Puede verse que ante un *sag* de tensión el esquema de control no es robusto y que la estrategia de control no funciona, ya que las corrientes de entrada en el marco  $dq$  de todas las fases deben seguir la referencia  $i_{ref}(x_{1,3,5}^*)$  que sale del control PI de la figura II.1. Y según el esquema de control mostrado en la figura II.3, la componente  $d$  de las corrientes de entrada en el marco  $dq$  de las tres fases deben tener la misma magnitud, es decir, deben estar balanceadas.



a)



b)

Figura II.15. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un  $sag$  de tensión asimétrico. a)  $Sag$  asimétrico. b) Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .

La diferencia que existe entre la componente  $d$  de cada fase de la corriente de entrada en el marco  $dq$  y la corriente de referencia generada por el controlado PI es el error de cada fase. La figura II.16 muestra el error en las fases  $a$ ,  $b$  y  $c$  cuando ocurre un  $sag$  asimétrico de 10, 15 y 20 %, respectivamente en cada fase.

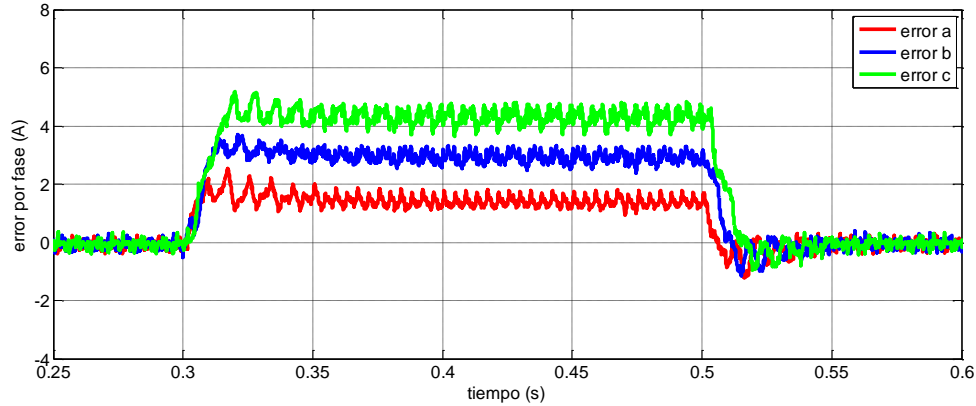


Figura II.16. Error entre las componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .

En la tabla II.2 se muestra la diferencia que cada fase con respecto a la corriente de referencia que se debe seguir.

Tabla II.2. Error de regulación por fase.

Parámetro	Valor
Error $a$	1.5 A
Error $b$	3 A
Error $c$	4.5 A

El error en cada fase, es una consecuencia indeseable de eventos como los son los *sags* de tensión. Al diseñar el esquema de control tal que las corrientes de cada fase converjan a la corriente de referencia generada por el control PI permite regular correctamente el voltaje de  $cd$  pero al existir un error como en la figura II.16 significa que las corrientes de fase en el marco  $dq$  no están convergiendo a la corriente de referencia del controlador PI, por lo que el control propuesto no tiene un funcionamiento adecuado.

### II.6 Discusiones parciales

De lo presentado en el capítulo se concluye que el esquema y la estrategia de control propuestos en la figura II.4 presenta un buen comportamiento y cumple con los objetivos provisionales bajo condiciones ideales y ante cambios de carga. No obstante, cuando ocurren eventos no modelados como lo son los *sags* de tensión, este esquema y estrategia de control generan referencias erróneas ocasionando un comportamiento indeseado.

Por otro lado, para contra restar los efectos negativos que ocasiona un *sag* de tensión, es común que se utilice una etapa de detección de *sags*. Sin embargo desde el punto de vista del control integral, es posible proveer de robustez al sistema ante perturbaciones constantes sin la necesidad de una etapa de detección de *sags*. En el siguiente capítulo se añade el control integral, al control y esquema propuestos en esta sección.

# CAPÍTULO III DISEÑO Y DESEMPEÑO DE CONTROL NO LINEAL MÁS INTEGRAL

Por los resultados de simulaciones obtenidos en la última sección del capítulo anterior, este capítulo se centra en proporcionar robustez al sistema en presencia de perturbaciones. La aparición de perturbaciones como los *sags* de tensión [27] y cambios de carga en un rectificador repercuten en un mal funcionamiento de éste, por lo que resolver el problema es de suma importancia para obtener valores deseados del rectificador así como una calidad de la energía eficiente.

El control integral proporciona robustez al sistema ante perturbaciones constantes que aparecen en un tiempo desconocido. Por esta característica se considera el control integral para aplicarlo al modelo del RAMT en donde la tensión de entrada contiene perturbaciones y se desconoce la corriente que demanda la carga.

### III.1 Objetivos de control

Los objetivos son:

- Disminuir la *THD* de las corrientes de entrada.
- Alcanzar un factor de potencia cercano a la unidad.
- Regular el voltaje de *cd* en una referencia deseada.

Estos objetivos deben cumplirse aún considerando perturbaciones en la red de alimentación y cambios de carga desconocidos con parámetros nominales en el controlador.

En el capítulo anterior se lograron alcanzar los objetivos de control propuestos con un control no lineal; sin embargo, el desempeño del rectificador ante perturbaciones en la red de suministro es deficiente, por lo que se propone incluir un control integral.

Considerando el modelo (I.33) perturbado, el esquema de control del capítulo II se puntualiza que:

- Se hace rechazo a perturbaciones no la compensación de ellas.
- Las componentes  $v_{ad}$ ,  $v_{aq}$ ,  $v_{bd}$ ,  $v_{bq}$ ,  $v_{cd}$  y  $v_{cq}$  se toman en el controlador como valores nominales constantes correspondientes a la transformación *dq* de la tensión nominal de alimentación.

En la figura III.1 se presenta el diagrama de bloques del esquema de control no lineal más integral con el que se propone cumplir los nuevos objetivos.

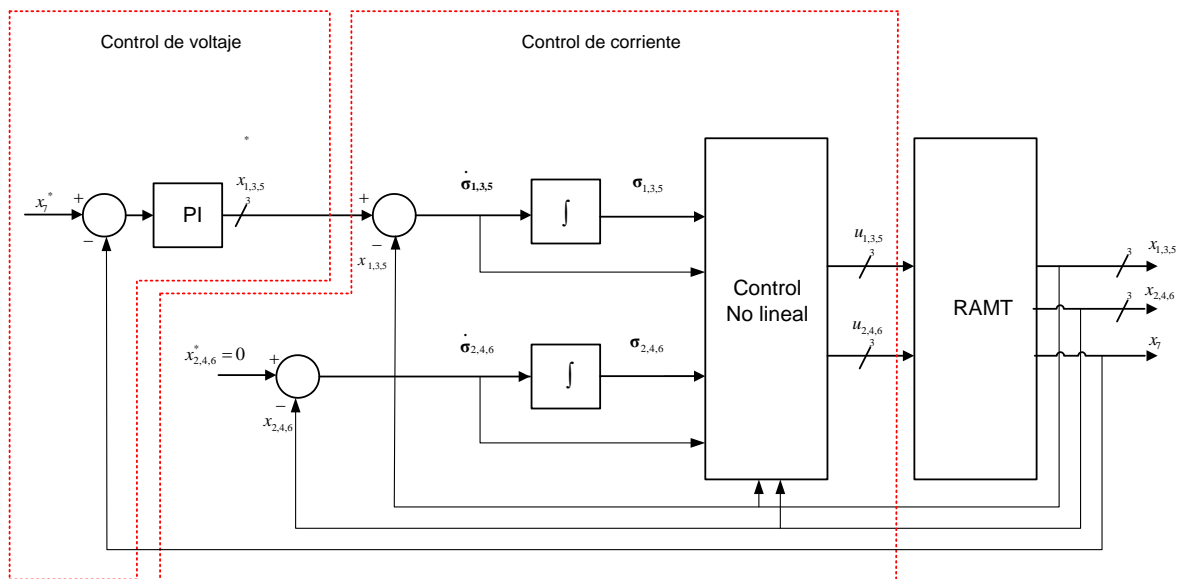


Figura III.1. Diagrama de bloques del esquema de control no línea más integral.



### III.2 Control integral

El control integral asegura la regulación asintótica bajo todas las perturbaciones que no afecten la estabilidad del sistema en lazo cerrado.

Si se considera el sistema:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w}) \\ \mathbf{y} &= h(\mathbf{x}, \mathbf{w}) \\ \mathbf{y}_m &= h_m(\mathbf{x}, \mathbf{w}) \end{aligned} \tag{III.1}$$

donde

$\mathbf{x} \in R^n$  es el estado,

$\mathbf{u} \in R^p$  es la entrada de control,

$\mathbf{y} \in R^p$  es la salida controlada,

$\mathbf{y}_m \in R^m$  es la salida medida y

$\mathbf{w} \in R^l$  es el vector de parámetros y perturbaciones desconocidos.

Las funciones  $f, h$  y  $h_m$  son continuamente diferenciables en  $(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  y continuas en  $\mathbf{w}$  en un dominio de  $D_x \times D_u \times D_w \subset R^n \times R^p \times R^l$ .

Sea  $\mathbf{r} \in D_r \subset R^p$  una referencia constante que está accesible en línea y establezca

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix} \in D_v \triangleq D_r \times D_w$$

Se desea diseñar un control tal que satisfaga:

$$\mathbf{y}(t) \rightarrow \mathbf{r} \text{ conforme } t \rightarrow \infty$$

Se asume que  $\mathbf{r}$  puede ser medida; que es  $\mathbf{y} \subset \mathbf{y}_m$ . La tarea de regulación se logra estabilizando el sistema en un punto de equilibrio donde  $\mathbf{y} = \mathbf{r}$ . En la figura III.2 se muestra el diagrama de bloques del esquema de control integral.

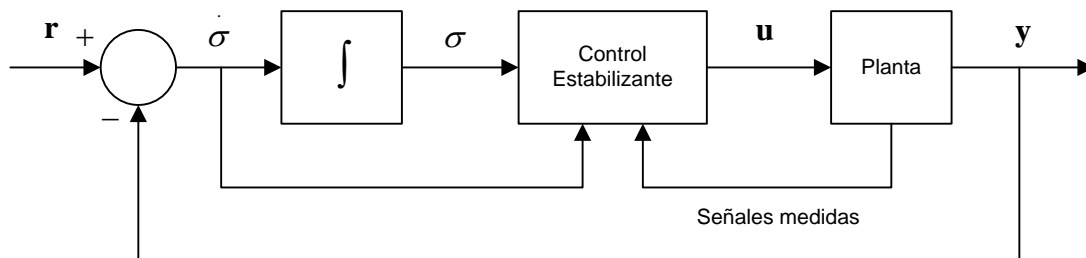


Figura III.2. Diagrama de control integral.

se asume que para cada  $v \in D_v$ , existe un único par  $(\mathbf{x}_{ss}, \mathbf{u}_{ss})$  que depende continuamente de  $v$  y satisface las ecuaciones:

$$\begin{aligned} 0 &= f(\mathbf{x}_{ss}, \mathbf{u}_{ss}, \mathbf{w}) \\ \mathbf{r} &= h(\mathbf{x}_{ss}, \mathbf{w}) \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Tal que  $\mathbf{x}_{ss}$  sea un punto de equilibrio deseado y  $\mathbf{u}_{ss}$  sea el control en estado estacionario que se necesita para mantener el equilibrio en  $\mathbf{x}_{ss}$ . Para introducir la acción integral, se integra el error de regulación  $e = \mathbf{y} - \mathbf{r}$ :

$$\int e(t) dt \Rightarrow \dot{\sigma} = e \quad (\text{III.3})$$

Entonces, se aumenta el integrador a la ecuación (III.1) para obtener:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w}) \\ \dot{\sigma} &= h(\mathbf{x}, \mathbf{w}) - \mathbf{r} \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Para sistemas con múltiples salidas ( $p > 1$ ), la ecuación del integrador representa una serie de integradores donde se integra cada componente de  $e$ . Es claro que para integrar  $e$  se requiere que tanto ' $\mathbf{y}$ ' como ' $\mathbf{r}$ ' estén disponibles en línea. Ahora, la tarea de control es diseñar un controlador de retroalimentación que estabilice el modelo (III.4) en un punto de equilibrio  $(\mathbf{x}_{ss}, \sigma_{ss})$  donde  $\sigma_{ss}$  produce la  $\mathbf{u}_{ss}$  deseada. El control integral se compone de dos partes: el integrador y el controlador estabilizante. La estructura del controlador estabilizante depende de las señales medidas. Si se mide todo el estado, el controlador estabilizante toma la forma

$$\mathbf{u} = \gamma(\mathbf{x}, \sigma, e) \quad (\text{III.5})$$

Donde  $\gamma$  se diseña de tal forma que exista una única  $\sigma_{ss}$  tal que satisfaga la ecuación  $\mathbf{u}_{ss} = \gamma(\mathbf{x}_{ss}, \sigma_{ss}, 0)$  y el sistema en lazo cerrado es:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}, \gamma(\mathbf{x}, h(\mathbf{x}, \mathbf{w}) - \mathbf{r}), \mathbf{w}) \\ \dot{\sigma} &= h(\mathbf{x}, \mathbf{w}) - \mathbf{r} \end{aligned}$$

El sistema en lazo cerrado tiene un único punto de equilibrio asintóticamente estable en  $(\mathbf{x}_{ss}, \sigma_{ss})$ , y eso implica que  $\mathbf{y} \rightarrow \mathbf{r}$  sin importar el valor de  $\mathbf{w}$ . Entonces, se logra una regulación asintótica para todos los estados iniciales en la región de atracción  $(\mathbf{x}_{ss}, \sigma_{ss})$ .

El control por retroalimentación crea un punto de equilibrio asintóticamente estable, en este punto todas las señales tienen que ser constantes. Para que el integrador  $\dot{\sigma} = e$  tenga una salida constante  $\sigma$ , su entrada  $e$  debe ser cero. Así, incluir el integrador fuerza al error de regulación a ser cero en el equilibrio.

### III.3 Control no lineal más control integral

La estrategia que se utiliza en esta sección es tener dos controladores para el control de corriente, a continuación se describe brevemente cada uno.

1. Controlador linealizante. Con éste se anulan las no linealidades en el sistema, obteniendo como resultando un sistema lineal con el problema de estabilización.
2. Controlador estabilizante. Tiene como tarea estabilizar el sistema en un punto de operación deseado.

La adición del control integral se hace cuando las expresiones de corriente del subsistema linealizado entrada-salida vía retroalimentación, estén en el marco  $dq$  y en su forma normal, así que dado el sistema en su forma transformada se tiene que:

$$\begin{aligned}
 \dot{\xi}_1 &= -\frac{R}{L}\xi_1 + \omega\xi_2 + \frac{1}{L}v_{ad} + v_{ad}^w - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}}u_1; \\
 \dot{\xi}_2 &= -\omega\xi_1 - \frac{R}{L}\xi_2 + \frac{1}{L}v_{aq} + v_{aq}^w - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}}u_2; \\
 \dot{\xi}_3 &= -\frac{R}{L}\xi_3 + \omega\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bd} + v_{bd}^w - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}}u_3; \quad (\text{III.6}) \\
 \dot{\xi}_4 &= -\omega\xi_3 - \frac{R}{L}\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bq} + v_{bq}^w - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}}u_4; \\
 \dot{\xi}_5 &= -\frac{R}{L}\xi_5 + \omega\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cd} + v_{cd}^w - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}}u_5; \\
 \dot{\xi}_6 &= -\omega\xi_5 - \frac{R}{L}\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cq} + v_{cq}^w - \frac{1}{2L}\left[\eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C}\right]^{\frac{1}{2}}u_6.
 \end{aligned}$$

donde:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} = \frac{2L}{\left[ \eta - \frac{2(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \xi_4^2 + \xi_5^2 + \xi_6^2)L}{C} \right]^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}\xi_1 + \omega\xi_2 + \frac{1}{L}v_{ad} - v_1 \\ -\omega\xi_1 - \frac{R}{L}\xi_2 + \frac{1}{L}v_{aq} - v_2 \\ -\frac{R}{L}\xi_3 + \omega\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bd} - v_3 \\ -\omega\xi_3 - \frac{R}{L}\xi_4 + \frac{1}{L}v_{bq} - v_4 \\ -\frac{R}{L}\xi_5 + \omega\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cd} - v_5 \\ -\omega\xi_5 - \frac{R}{L}\xi_6 + \frac{1}{L}v_{cq} - v_6 \end{bmatrix}.$$

Entonces el sistema obtiene su forma normal  $\dot{\xi} = f(\xi, \mathbf{v}, \mathbf{w})$  como:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= v_1 + v_{ad}^w; \\ \dot{\xi}_2 &= v_2 + v_{aq}^w; \\ \dot{\xi}_3 &= v_3 + v_{bd}^w; \\ \dot{\xi}_4 &= v_4 + v_{bq}^w; \\ \dot{\xi}_5 &= v_5 + v_{cd}^w; \\ \dot{\xi}_6 &= v_6 + v_{cq}^w. \end{aligned} \tag{III.7}$$

donde

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} v_{ad}^w \\ v_{aq}^w \\ v_{bd}^w \\ v_{bq}^w \\ v_{cd}^w \\ v_{cq}^w \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix};$$

y se tiene como salida todas las variables  $\mathbf{y} = [\xi_1 \ \xi_2 \ \xi_3 \ \xi_4 \ \xi_5 \ \xi_6]^T$  disponibles.

Al aplicar la acción integral, se integra el error de regulación  $e = \xi - \xi^*$  ampliando el subsistema linealizado entrada-salida vía retroalimentación con las nuevas variables  $\dot{\sigma} = e$  para obtener, el sistema aumentado:

$$\begin{aligned}
 \dot{\xi}_1 &= v_1 + v_{ad}^w; & \dot{\sigma}_1 &= \xi_1 - \xi_1^*; \\
 \dot{\xi}_2 &= v_2 + v_{aq}^w; & \dot{\sigma}_2 &= \xi_2 - \xi_2^*; \\
 \dot{\xi}_3 &= v_3 + v_{bd}^w; & \dot{\sigma}_3 &= \xi_3 - \xi_3^*; \\
 \dot{\xi}_4 &= v_4 + v_{bq}^w; & \dot{\sigma}_4 &= \xi_4 - \xi_4^*; \\
 \dot{\xi}_5 &= v_5 + v_{cd}^w; & \dot{\sigma}_5 &= \xi_5 - \xi_5^*; \\
 \dot{\xi}_6 &= v_6 + v_{cq}^w; & \dot{\sigma}_6 &= \xi_6 - \xi_6^*.
 \end{aligned} \tag{III.8}$$

Se desea diseñar una  $\mathbf{v} = \gamma(\xi, \sigma)$  para estabilizar el sistema aumentado (III.8) a  $(\xi_{ss}, \sigma_{ss})$  donde  $\mathbf{v}_{ss} = \gamma(\xi_{ss}, \sigma_{ss})$ . Por lo que la ley de control se propone como:

$$\mathbf{v} = -\mathbf{K}_1 \xi - \mathbf{K}_2 \sigma \tag{III.9}$$

donde:

$$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} K_{111} & K_{112} & K_{113} & K_{114} & K_{115} & K_{116} \\ K_{121} & K_{122} & K_{123} & K_{124} & K_{125} & K_{126} \\ K_{131} & K_{132} & K_{133} & K_{134} & K_{135} & K_{136} \\ K_{141} & K_{142} & K_{143} & K_{144} & K_{145} & K_{146} \\ K_{151} & K_{152} & K_{153} & K_{154} & K_{155} & K_{156} \\ K_{161} & K_{162} & K_{163} & K_{164} & K_{165} & K_{166} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} K_{211} & K_{212} & K_{213} & K_{214} & K_{215} & K_{216} \\ K_{221} & K_{222} & K_{223} & K_{224} & K_{225} & K_{226} \\ K_{231} & K_{232} & K_{233} & K_{234} & K_{235} & K_{236} \\ K_{241} & K_{242} & K_{243} & K_{244} & K_{245} & K_{246} \\ K_{251} & K_{252} & K_{253} & K_{254} & K_{255} & K_{256} \\ K_{261} & K_{262} & K_{263} & K_{264} & K_{265} & K_{266} \end{bmatrix}.$$

Entonces el control (III.9) se aplica a (III.8) y resulta que el lazo cerrado del está dado por:

$$\begin{aligned}
 \dot{\xi} &= -\mathbf{K}_1 \xi - \mathbf{K}_2 \sigma + \mathbf{w}; \\
 \dot{\sigma} &= h(\xi, \mathbf{w}) - \xi^*.
 \end{aligned} \tag{III.10}$$

Y con  $\mathbf{K}_2$  como matriz no singular, se garantiza que hay una única solución para  $\sigma_{ss}$  de la ecuación:

$$\mathbf{v}_{ss} = -\mathbf{K}_1 \xi_{ss} - \mathbf{K}_2 \sigma_{ss} \tag{III.11}$$

el sistema aumentado en lazo cerrado se compone de:

$$A = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, K = [\mathbf{K}_1 \quad \mathbf{K}_2] \tag{III.12}$$

donde:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

El diseño de  $\mathbf{K}$  se hace independientemente de  $\mathbf{w}$  de tal forma que  $(\mathbf{A}-\mathbf{BK})$  sea Hurwitz en donde la matriz  $\mathbf{K}_2$  debe ser no singular. Entonces el control está dado como:

$$\begin{aligned} v_1 &= -K_{111}\xi_1 - K_{112}\xi_2 - K_{113}\xi_3 - K_{114}\xi_4 - K_{115}\xi_5 - K_{116}\xi_6 - K_{211}\sigma_1 - K_{212}\sigma_2 - K_{213}\sigma_3 - K_{214}\sigma_4 - K_{215}\sigma_5 - K_{216}\sigma_6 \\ v_2 &= -K_{121}\xi_1 - K_{122}\xi_2 - K_{123}\xi_3 - K_{124}\xi_4 - K_{125}\xi_5 - K_{126}\xi_6 - K_{221}\sigma_1 - K_{222}\sigma_2 - K_{223}\sigma_3 - K_{224}\sigma_4 - K_{225}\sigma_5 - K_{226}\sigma_6 \\ v_3 &= -K_{131}\xi_1 - K_{132}\xi_2 - K_{133}\xi_3 - K_{134}\xi_4 - K_{135}\xi_5 - K_{136}\xi_6 - K_{231}\sigma_1 - K_{232}\sigma_2 - K_{233}\sigma_3 - K_{234}\sigma_4 - K_{235}\sigma_5 - K_{236}\sigma_6 \\ v_4 &= -K_{141}\xi_1 - K_{142}\xi_2 - K_{143}\xi_3 - K_{144}\xi_4 - K_{145}\xi_5 - K_{146}\xi_6 - K_{241}\sigma_1 - K_{242}\sigma_2 - K_{243}\sigma_3 - K_{244}\sigma_4 - K_{245}\sigma_5 - K_{246}\sigma_6 \\ v_5 &= -K_{151}\xi_1 - K_{152}\xi_2 - K_{153}\xi_3 - K_{154}\xi_4 - K_{155}\xi_5 - K_{156}\xi_6 - K_{251}\sigma_1 - K_{252}\sigma_2 - K_{253}\sigma_3 - K_{254}\sigma_4 - K_{255}\sigma_5 - K_{256}\sigma_6 \\ v_6 &= -K_{161}\xi_1 - K_{162}\xi_2 - K_{163}\xi_3 - K_{164}\xi_4 - K_{165}\xi_5 - K_{166}\xi_6 - K_{261}\sigma_1 - K_{262}\sigma_2 - K_{263}\sigma_3 - K_{264}\sigma_4 - K_{265}\sigma_5 - K_{266}\sigma_6 \end{aligned}$$

Considerando los valores de las ganancias como:

$$\begin{aligned} K_{111} = K_{122} = K_{133} = K_{144} = K_{155} = K_{166} &> 0 \quad \text{y} \\ K_{211} = K_{222} = K_{233} = K_{244} = K_{255} = K_{266} &> 0. \end{aligned}$$

Y todas las restantes  $K_{ij} = 0$  para  $i, j = 1, \dots, 6$ . el sistema en lazo cerrado es estable y el control se reduce a:

$$\begin{aligned} v_1 &= -K_{111}\xi_1 - K_{211}\sigma_1 \\ v_2 &= -K_{122}\xi_2 - K_{222}\sigma_2 \\ v_3 &= -K_{133}\xi_3 - K_{233}\sigma_3 \\ v_4 &= -K_{144}\xi_4 - K_{244}\sigma_4 \\ v_5 &= -K_{155}\xi_5 - K_{255}\sigma_5 \\ v_6 &= -K_{166}\xi_6 - K_{266}\sigma_6 \end{aligned} \tag{III.13}$$

Entonces regresando a las coordenadas originales, la ley de control del sistema se representa como:

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_1 - \omega x_2 - \frac{1}{L} v_{ad} - K_{111} (x_1 - x_1^*) - K_{211} \int (x_1 - x_1^*) dt \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \omega x_1 + \frac{R}{L} x_2 - \frac{1}{L} v_{aq} - K_{122} (x_2 - x_2^*) - K_{222} \int (x_2 - x_2^*) dt \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_3 - \omega x_4 - \frac{1}{L} v_{bd} - K_{133} (x_3 - x_3^*) - K_{233} \int (x_3 - x_3^*) dt \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \omega x_3 + \frac{R}{L} x_4 - \frac{1}{L} v_{bq} - K_{144} (x_4 - x_4^*) - K_{244} \int (x_4 - x_4^*) dt \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \frac{R}{L} x_5 - \omega x_6 - \frac{1}{L} v_{cd} - K_{155} (x_5 - x_5^*) - K_{255} \int (x_5 - x_5^*) dt \right) \\ -\frac{2L}{x_7} \left( \omega x_5 + \frac{R}{L} x_6 - \frac{1}{L} v_{cq} - K_{166} (x_6 - x_6^*) - K_{266} \int (x_6 - x_6^*) dt \right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

En la figura III.3 se muestra el esquema final de control no lineal más integral que se emplea para el RAMT.

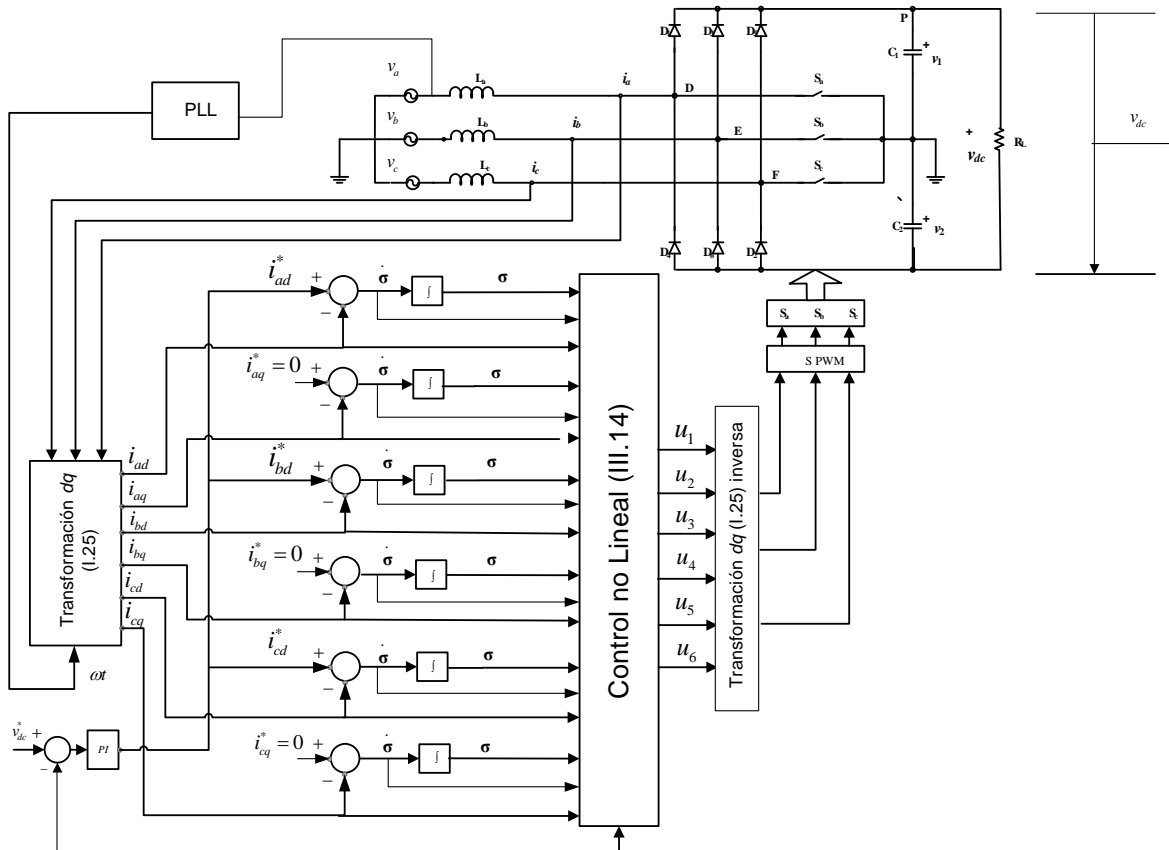


Figura III.3. Esquema de control no lineal más integral empleado en el RAMT.

### III.4 Resultados

En la figura III.4 se presenta el enlace entre los programas de Matlab y Psim, en donde el algoritmo de control se hace en el programa de Matlab, mientras que el modelo conmutado del RAMT en Psim. Los parámetros del RAMT se toman de la tabla II.1.

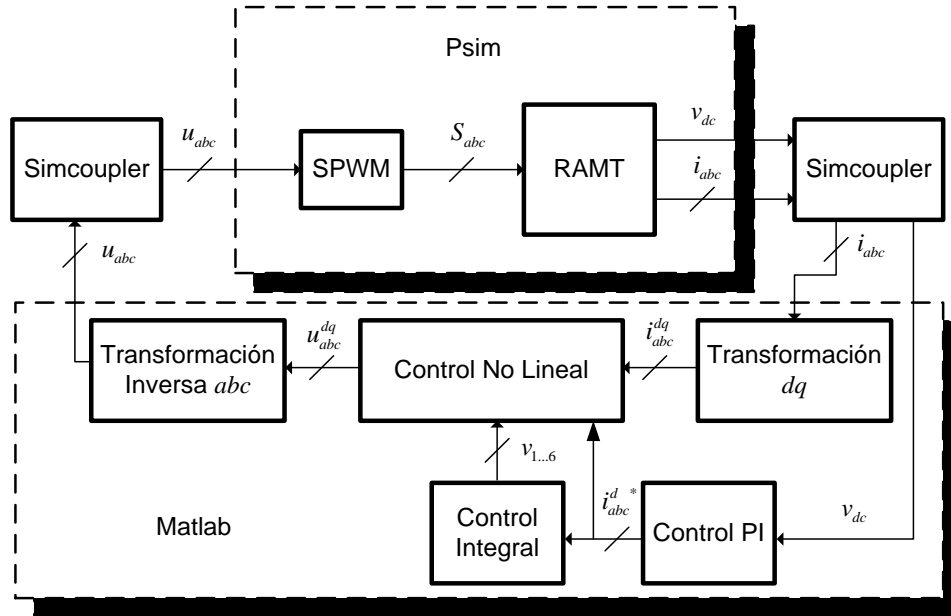


Figura III.4. Enlace entre Psim-Matlab del sistema en lazo cerrado con control no lineal más integral.

Mediante el enlace Matlab-Psim se añade el control integral al control no lineal obtenido en el capítulo anterior y se simulan operaciones sin y con perturbaciones obteniendo los siguientes resultados.

Como primera prueba de desempeño, se opera el RAMT bajo condiciones ideales en la que no existe ninguna clase de perturbación, en la figura III.5 el voltaje de  $cd$  que llega a los 400 V en estado estacionario, con un sobretiro de 3.25 %, un tiempo de asentamiento de 12 ms y una potencia de salida de 3 kW .



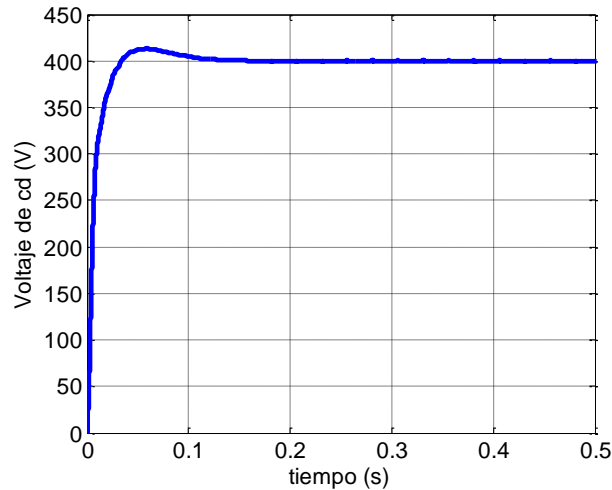


Figura III.5. Comportamiento del voltaje de *cd*.

Otro punto importante es el factor de potencia, se puede observar en la figura III.6 que la corriente y la tensión de entrada se encuentran en fase, y como efecto directo el factor de potencia se mantiene en un valor 0.9 muy cercano a la unidad.

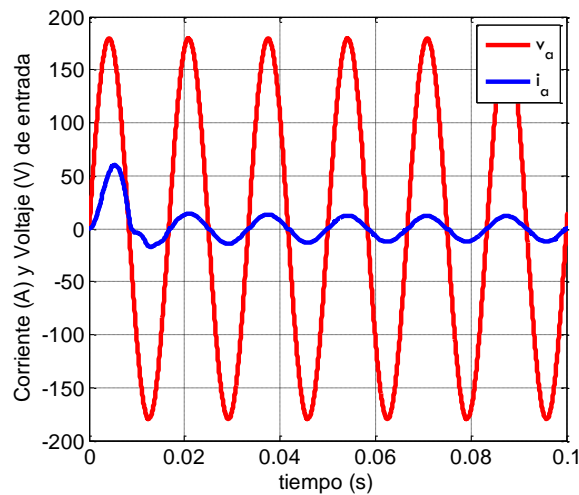


Figura III.6. Voltaje y corriente de entrada en la fase *a*.

En la figura III.7 se puede observar la corriente  $i_{ref} (x_{1,3,5}^*)$  que sale del control PI de la figura II.1, que es la corriente de la componente *d* en el marco *dq* de cada fase necesaria para alcanzar el voltaje de *cd* deseado, así como la componente *d* de cada una de las corrientes de fase del RAMT en el marco *dq* que convergen al valor de la corriente  $i_{ref}$ .

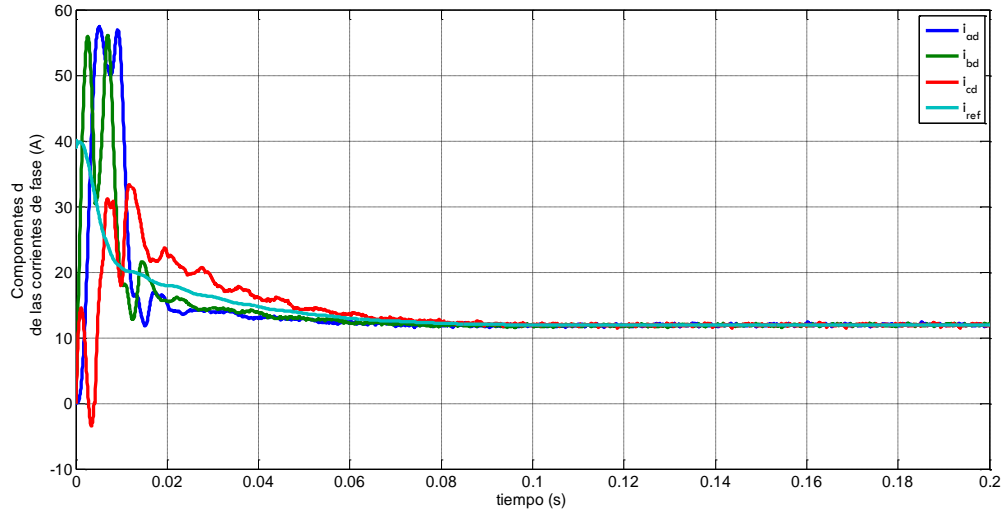


Figura III.7. Componentes  $d$  en el marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .

Una perturbación común entre los rectificadores son los cambios de carga, en la figura III.8a) se presenta la respuesta del voltaje de  $cd$  ante dos cambios de carga de 2700 W a 600 W (90 % a 20 %) en  $t = 0.3$  s y de 600 W a 2700W (20 % a 90 %) en  $t = 0.6$  s donde el 20% del valor nominal de la carga es el límite donde puede operar el control con las ganancias obtenidas anteriormente. En el primer evento se puede observar que el voltaje de  $cd$  aumenta hasta un valor de 441.5 V y recupera su valor de 400 V en de 10 ms, mientras que el segundo evento el voltaje de  $cd$  baja hasta 364 V y recupera su valor de estado estable de igual forma en 10 ms. En la figura III.8b) se observa que en el primer evento la corriente de  $cd$  baja hasta 1.5 A, recuperando su estado estable en 10 ms, mientras que el segundo cambio de carga la corriente vuelve a 6.75 A.

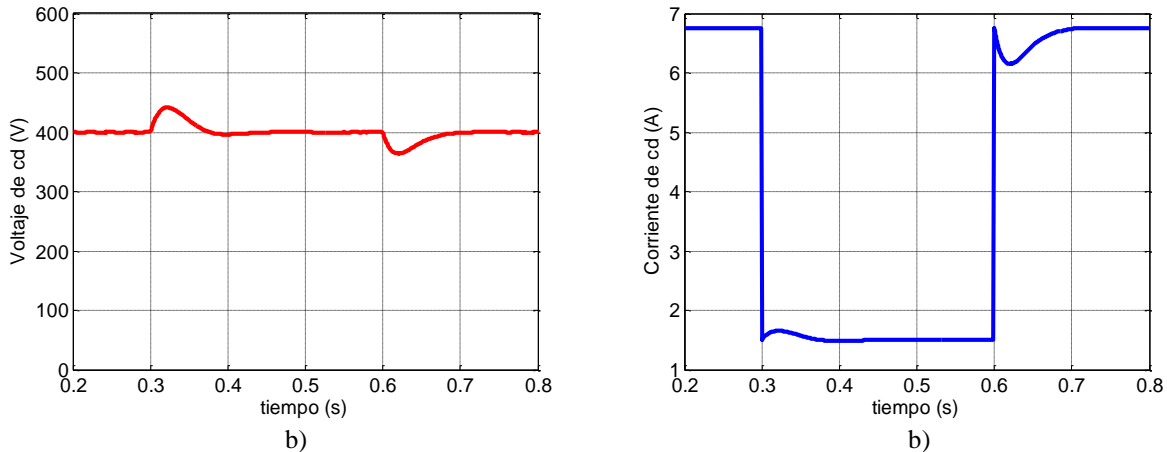
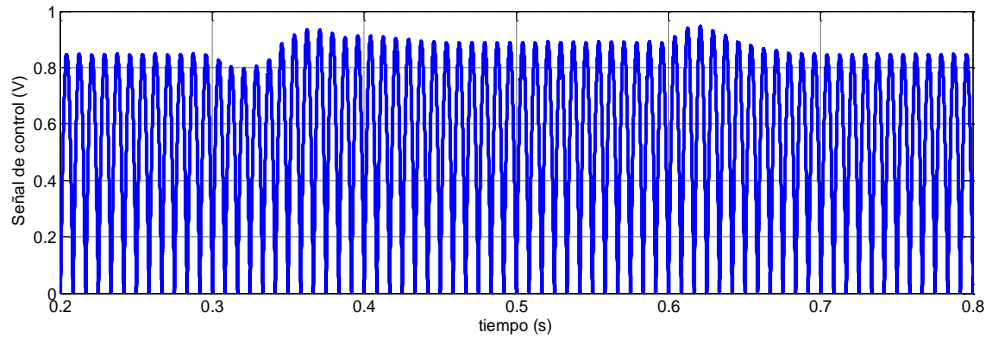


Figura III.8. Comportamiento del voltaje y corriente de  $cd$  ante cambios de carga a) Voltaje de  $cd$ .  
b) Corriente de  $cd$ .

En la figura III.9 se muestra el comportamiento de la señal de control en la fase  $a$ . En el primer cambio de fase aumenta su modulación hasta llegar al estado estable de 0.887 mientras que en el segundo cambio de fase regresa a su valor de 0.848.



III.9. Comportamiento de la señal de control de la fase  $a$ .

Para el caso del factor de potencia no existe un cambio considerable. En la figura II.10 se muestra la tensión y la corriente escalada (10 veces su valor) en la fase  $a$ , donde se puede observar que el único cambio que ocurre es el decremento de la corriente de entrada de la fase  $a$ , ya que de tener un valor de 10.6 A, en el primer cambio llega a un valor pico de 2.3 A con un factor de potencia 0.99 y no se altera ante el cambio de carga.

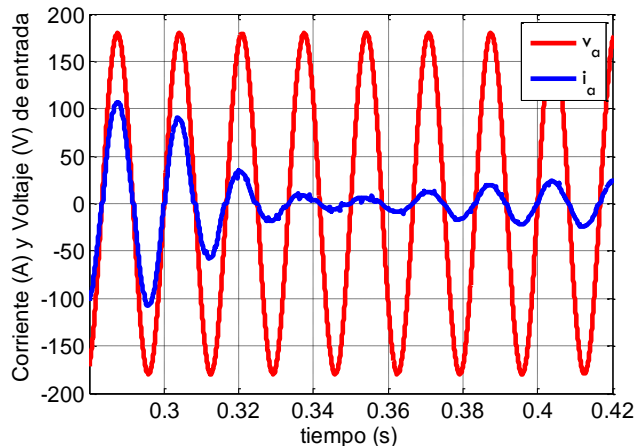


Figura III.10. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$ .

En la figura III.11 se presenta la componente  $d$  de las corrientes de entrada en el marco  $dq$ , las cuales siguen por completo la referencia necesaria para la compensación del cambio de carga. Las corrientes alcanzan un valor de 2.3 A en el primer cambio de carga, mientras

que éstas regresan a 10.7 A cuando sucede el segundo cambio de carga.

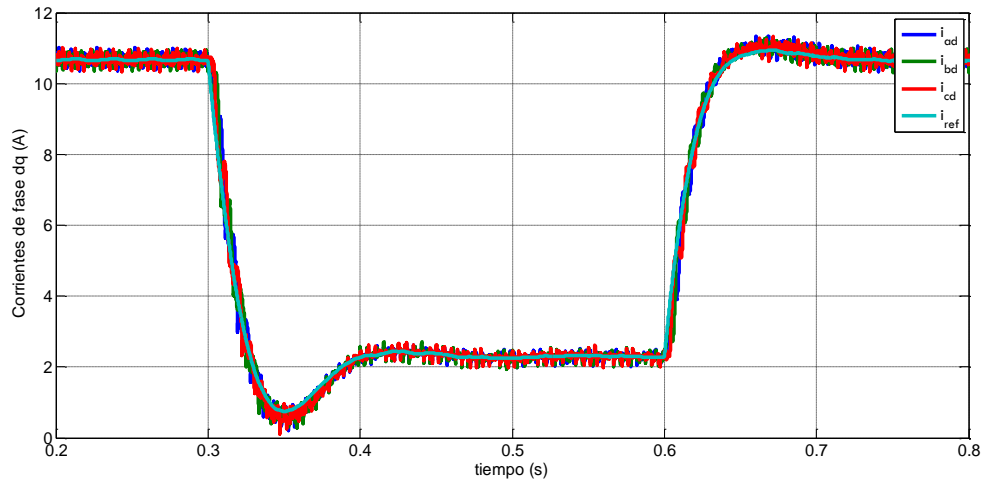


Figura III.11. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante cambios de carga.

El control no lineal diseñado en el capítulo anterior es incapaz de rechazar los *sags* de tensión, por lo cual en este capítulo se añade un control integral. Para ilustrar lo anterior en la figura III.12 se presenta un *sag* asimétrico con una caída en la magnitud de tensión de su valor nominal de 10, 15 y 20 %, respectivamente, en cada fase  $a$ ,  $b$  y  $c$ .

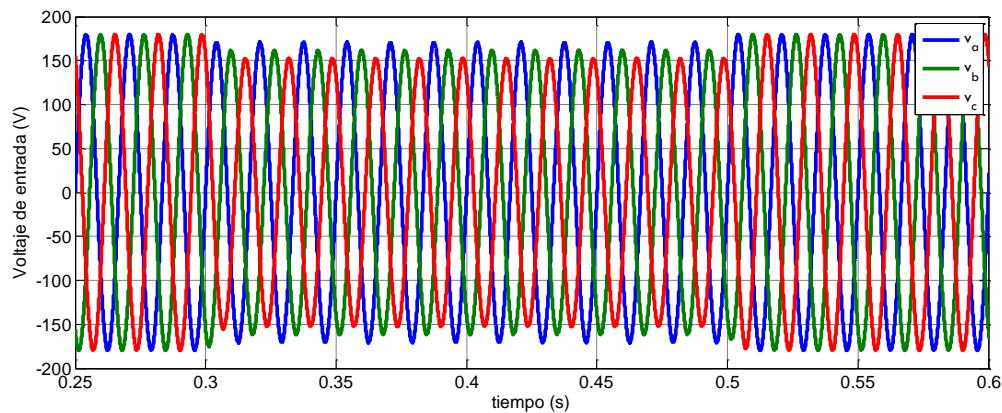


Figura III.12. *Sag* asimétrico.

El correcto rechazo a una perturbación puede observarse desde la convergencia de las corrientes de entrada a la corriente de referencia generada por el controlador PI del lazo de voltaje. En la figura III.13 se muestra que las corrientes de entrada convergen a la corriente de referencia  $i_{ref}^*(x_{1,3,5}^*)$  que sale del control PI de la figura II.1. Cuando ocurre tal perturbación en  $t = 0.3$  s, le toma 10 ms a la corriente de referencia llegar a su nuevo valor en estado estable, al terminar el *sag* asimétrico las corrientes de entrada en  $dq$  siguen nuevamente a la corriente de referencia.

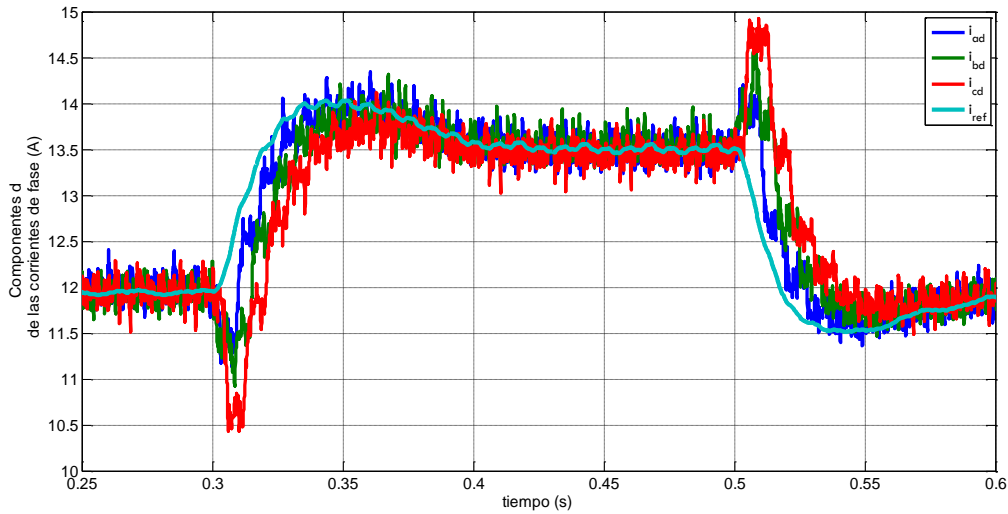


Figura III.13. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un *sag* de tensión asimétrico.

Cuando existe un *sag* de tensión asimétrico en la red de alimentación, genera un desbalance en las potencias de fase debido a la estrategia de control en la cual las corrientes de las tres fases son iguales. Esto puede verificarse de la siguiente manera:

Dado que la potencia en cada fase está dada por:

$$P_a = I_{a_{rms}} V_{a_{rms}}, \quad P_b = I_{b_{rms}} V_{b_{rms}} \quad \text{y} \quad P_c = I_{c_{rms}} V_{c_{rms}}$$

y si 
$$I_{a_{rms}} = I_{b_{rms}} = I_{c_{rms}} \quad \text{y} \quad V_{a_{rms}} \neq V_{b_{rms}} \neq V_{c_{rms}}$$

entonces

$$P_a \neq P_b \neq P_c$$

Asignando valores a cada término se puede comprobar que las potencias estén desbalanceadas. En la tabla III.1 se muestran los valores empleados para el cálculo de desbalance de potencia.

Tabla III.1. Parámetros empleados en el cálculo de potencia durante un *sag* asimétrico.

Parámetro	Valor
$V_{a_{rms}}$	114 V
$V_{b_{rms}}$	107.95 V
$V_{c_{rms}}$	101.6 V
$I_{a_{rms}} = I_{b_{rms}} = I_{c_{rms}}$	10.4 A

Entonces

$$P_a = 1183.03 \text{ W}, \quad P_b = 1116.70 \text{ W} \quad \text{y} \quad P_c = 1049.54 \text{ W}$$

por lo que:

$$P_{in} = P_a + P_b + P_c = 3349.27 \text{ W}$$

Ya que la potencia de salida está dada por:

$$P_{out} = \frac{V_{cd}^2}{R_L} = 3000 \text{ W}$$

Si consideramos que la corriente que circula por el rectificador es sinusoidal sin distorsión armónica, entonces se puede hacer un cálculo de la pérdida que existe entre la potencia de entrada y la potencia de salida de la siguiente manera:

$$P_{R_a} = P_{R_b} = P_{R_c} = I_{a,rms}^2 * R = 108.16 \text{ W}$$

$$P_{perdida} = 3 * P_{R_a} = 324.48 \text{ W}$$

Entonces para balance de potencia de entrada con respecto a la potencia de salida se tiene:

$$P_{in} \approx P_{out} + P_{perdida}$$

$$3349.27 \text{ W} \approx 3324.48 \text{ W}$$

Teniendo de este balance una diferencia del 0.74 %.

El error que existe en la regulación, cuando ocurre un *sag* asimétrico, se muestra en la figura III.14. La diferencia que existe entre la componente *d* de cada fase de las corrientes de entrada en el marco *dq* y la corriente de referencia generada por el controlador PI se reduce a cero, rechazando las perturbaciones de los *sags* de tensión.

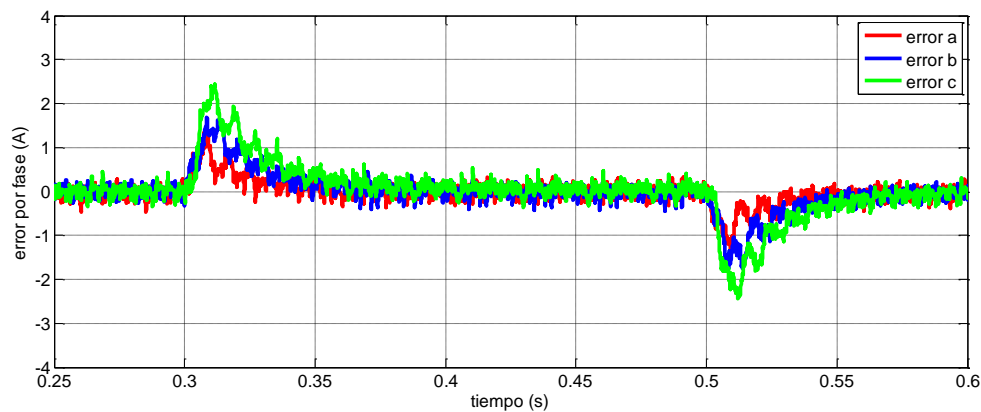


Figura III.14. Error entre las componentes *d* en marco *dq* de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .

El tiempo de convergencia de las corrientes de entrada tiene como efecto que el voltaje de *cd* tarde el mismo tiempo en recuperar su estado estable. En la figura III.15 puede observarse que cuando ocurre el *sag* asimétrico el voltaje de *cd* baja hasta 389 V y recupera su estado estable de 400 V en 10 ms. Cuando el *sag* termina el voltaje de *cd* sube hasta 411V y se estabiliza nuevamente en 10 ms.

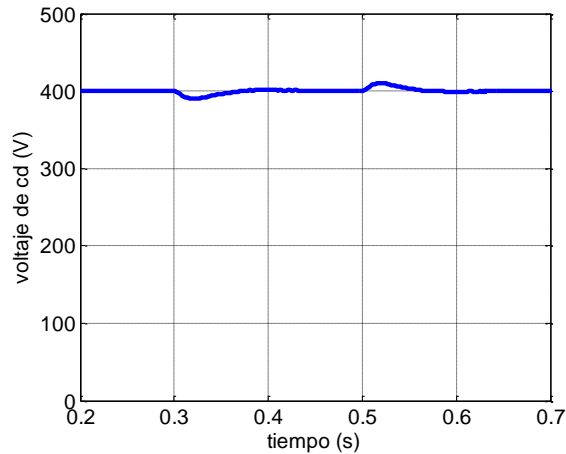


Figura III.15. Comportamiento del voltaje *cd* ante *sags* de tensión.

Por otro lado, el factor de potencia se mantiene constante ante tales perturbaciones, ya que durante y después del *sag*, el factor de potencia permanece en 0.99; lo que indica un buen aprovechamiento de la energía. En la figura III.16 se muestra que la tensión y la corriente de entrada se mantienen en fase.

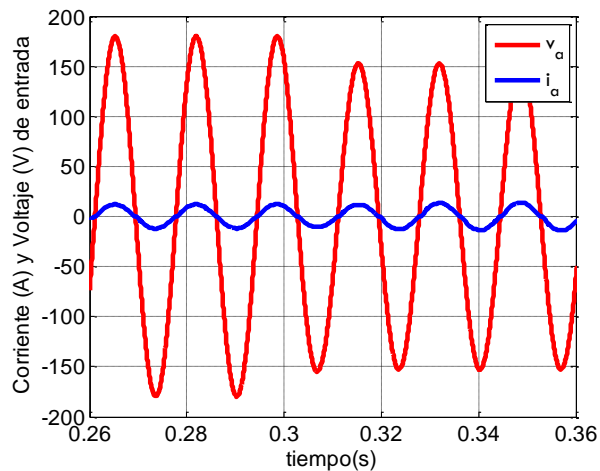


Figura III.16 . Voltaje y corriente de entrada en la fase *a* ante un *sag* de tensión.

### III.5 Discusiones parciales

Se concluye que el esquema del sistema de control y la estrategia para generar las referencias presentan un buen comportamiento y cumple con los objetivos, aun ante perturbaciones tales como lo son los *sags* de tensión y cambios de carga. Al agregar un controlador integral se proporciona robustez al sistema sin afectar la calidad de la energía ya que se mantiene un  $THD = 3.32\%$  y un factor de potencia 0.99.





# CAPÍTULO IV

## OPERACIÓN DEL RECTIFICADOR ACTIVO MULTINIVEL TRIFÁSICO ANTE DISTINTOS TIPOS DE PERTURBACIONES

En los capítulos anteriores se logró conjuntar un controlador capaz de proveer de robustez y un buen desempeño a un rectificador activo multinivel trifásico ante perturbaciones como lo son cambios de carga y *sags* de tensión. Hasta el momento se ha tocado un caso en general para estas perturbaciones. En este capítulo se complementan los resultados obtenidos anteriormente, sometiendo al sistema de control ante diferentes operaciones y perturbaciones particulares y variadas, evaluando el desempeño del controlador ante cada una de ellas.

### IV.1 Estabilidad del sistema

Es importante considerar el funcionamiento del RAMT ante puntos de operación, así que se somete el rectificador ante tres cambios de operación representados por dos escalones de referencia manteniendo una carga resistiva constante. El primero que va de 400 V a 450 V y el segundo de 450 V a 500 V. En la figura IV.1 el voltaje de *cd* se estabiliza en un tiempo de 12 ms para el primer cambio y 14 ms para el segundo obteniendo un rizo de 1 V y 30 mA respectivamente. Los parámetros empleados para la simulación son los de la tabla II.2 a excepción del voltaje de *cd*.

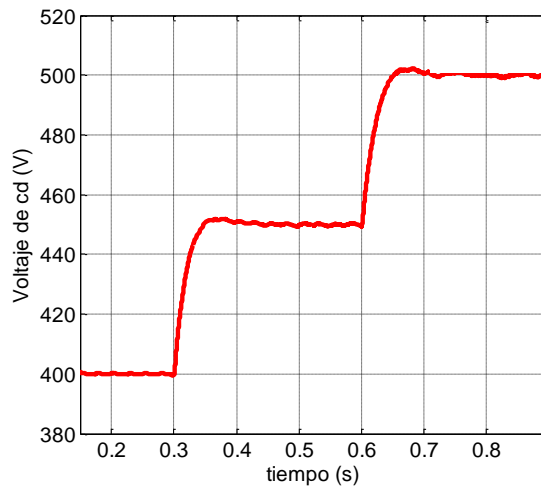


Figura IV.1. Respuesta del voltaje de *cd* ante cambios en la referencia.

### IV.2 Perturbaciones en la tensión de entrada

Los *sags* son reducciones en la tensión de corta duración causadas principalmente por fallas en la red de suministro, cortocircuitos y sobrecargas, éstos son mundialmente reconocidos como uno de los más importantes problemas en la calidad de la energía [28]. Normalmente, un *sag* se caracteriza por una caída en la magnitud y una duración; sin embargo, un *sag* puede ser más complicado que eso, ya que en una caída de voltaje durante un *sag*, puede haber un desfase asociado con él, o la caída en la tensión puede ser desbalanceada o ambos tienen desbalance y desfase. Generalmente, los *sags* se clasifican en dos tipos: simétricos y asimétricos.

Uno de los objetivos de la tesis es que el control diseñado sea capaz de rechazar *sags* simétricos y asimétricos, aunque cabe resaltar que ante *sags* asimétricos en fase se tiene la limitación de que en el tiempo que dure el *sag* el factor de potencia no será unitario, sin embargo, se consigue regular el voltaje de *cd* por lo que a continuación se mostrará el funcionamiento del rectificador ante los *sags* clasificados como A, B, C, D, E, F y G [29].

### IV.2.1 Operación ante un *sag* tipo A

El *sag* tipo A es un *sag* simétrico, en el cual la magnitud de todas sus fases se reducen de manera simultánea y sin ningún desfaseamiento, en la figura IV.2 se muestra el diagrama y la representación fasorial del *sag* de voltaje donde  $h$  es la magnitud del *sag* ( $0 \leq h \leq 1$ ).

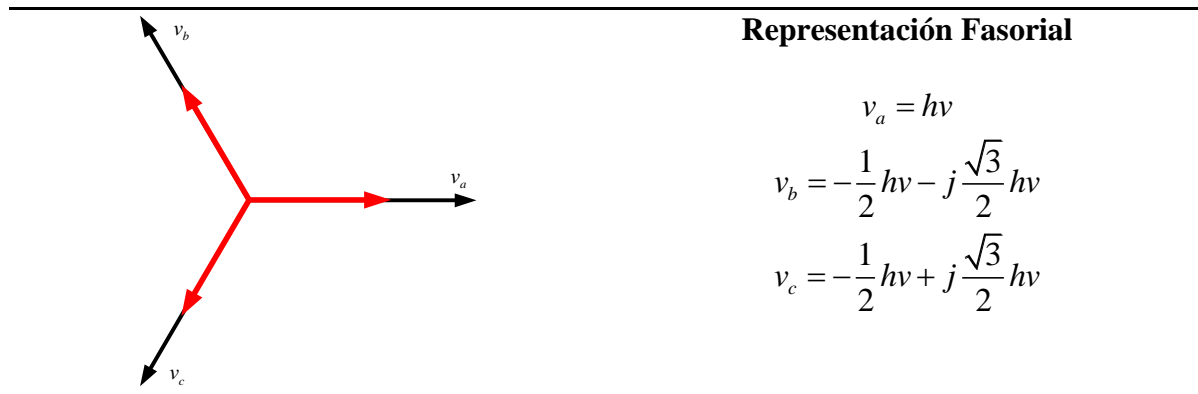


Figura IV.2. Representación fasorial del *sag* tipo A.

En las figuras IV.3 y IV.4 se muestran las respuestas transitorias del RAMT cuando se presenta un *sag* tipo A con una caída de 20% de su magnitud ( $h = 0.8$ ) y duración de 30ms empezando en el instante  $t = 0.3$  s y terminando en  $t = 0.6$  s. En la figura IV.3 se presenta el voltaje de *cd*, donde se observa que la variable alcanza un valor mínimo de 380 V y un máximo de 420 V, estabilizándose en 12 ms.

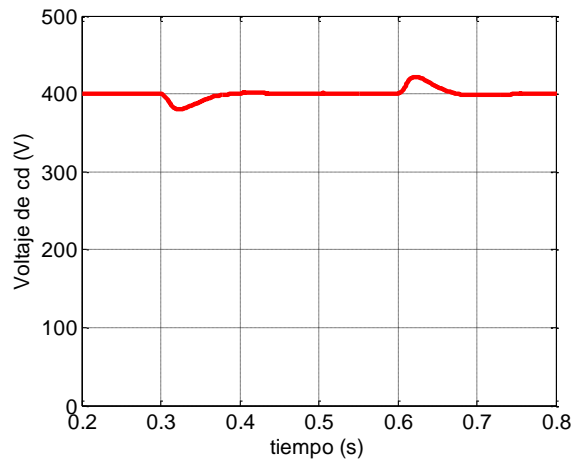


Figura IV.3. Voltaje de *cd* ante un *sag* tipo A.

La figura IV.4 muestra la componente *d* de las corrientes de línea en el marco *dq* siguiendo a la referencia  $i_{ref}$ . Cuando empieza el *sag* de tensión, la corriente en cada línea sube de 11.9 A a 15.7 A, asegurando el voltaje deseado. Cuando termina el *sag*, las corrientes de línea vuelven a su valor en estado estable de 11.9 A.

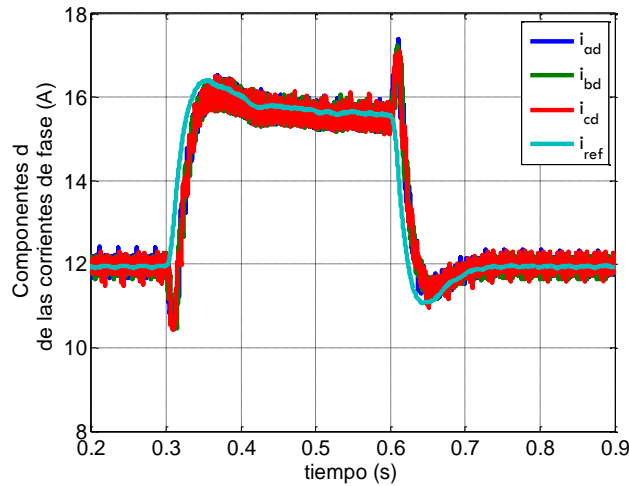


Figura IV.4 Componentes d en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un *sag* tipo A.

Debido a que el *sag* tipo A es simétrico, podemos considerar que la potencia en cada fase es la misma, entonces  $P_{in} = 3P_a$ .

Antes del *sag* de tensión el rectificador trabaja con una potencia de entrada de:

$$P_{in} = 3 * \left( \frac{11.9 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * 127 \text{ V} = 3204 \text{ W}$$

mientras que cuando ocurre el *sag* de magnitud  $h=0.8$ , la potencia de entrada cambia a:

$$P_{in_{sagA}} = 3 * \left( \frac{15.7 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * (127 \text{ V}) * (0.8) = 3381 \text{ W}$$

Entonces el motivo por el que las corrientes de fase aumentan es por que se tiene que cumplir la demanda de carga en la salida, ya que  $P_{out} \approx P_{in}$  y  $P_{in} = 3 * V_{rms} * I_{rms}$ , por lo que si la tensión decae, la corriente tiene que aumentar para cumplir la demanda.

La potencia de salida se fija en  $P_{out} = 3000 \text{ W}$  por lo que al momento del *sag* existe una pérdida de 381 W, de donde las resistencias asociadas; a las bobinas pierden por calor una potencia de:

$$P_{perdida} = 3 * P_{R_a} = 3 * I_{a_{rms}}^2 * R = 369.69 \text{ W}$$

Por lo que se puede decir que  $P_{out} + P_{perdida} \approx P_{in_{sagA}}$  ya que la diferencia entre éstas representa un 0.33 %.

Antes, durante y después del *sag* de tensión el factor de potencia se mantiene en un valor de 0.98 y 0.99, mientras que la *THD* llega a un 3.32 % de acuerdo al programa de simulación de PSim.

### IV.2.2 Operación ante un *sag* tipo B

El *sag* tipo B es un *sag* asimétrico, en el que la magnitud cae en una fase mientras que en las otras dos fases se mantiene sin variación, sin ningún desfaseamiento entre fases. En la figura IV.5 se muestra el diagrama y la representación fasorial del *sag* de voltaje, donde  $h$  es la magnitud del *sag* ( $0 \leq h \leq 1$ ).

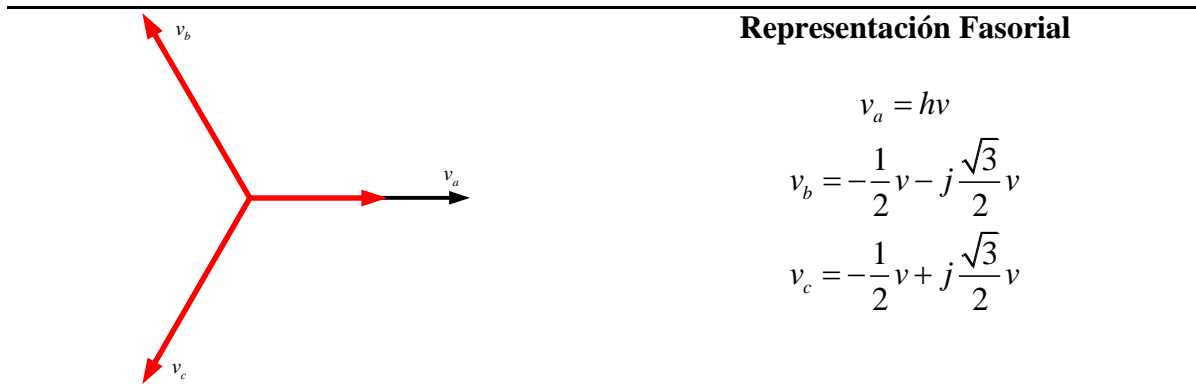


Figura IV.5. Representación fasorial del *sag* tipo B.

En las figuras IV.6 y IV.7 se muestran las respuestas transitorias del RAMT cuando se presenta un *sag* tipo B con una caída en la fase  $a$  del 20 % de su magnitud ( $h = 0.8$ ) y una duración de 30 ms empezando en el instante  $t = 0.3$  s y terminando en  $t = 0.6$  s.

En la figura IV.6 se presenta el voltaje de  $cd$  en donde la variable alcanza un valor mínimo de 393.3 V y un máximo de 406.8 V, con un rizo de 1.4 V y estabilizándose en 12 ms cuando aparece el *sag*, así como cuando termina.

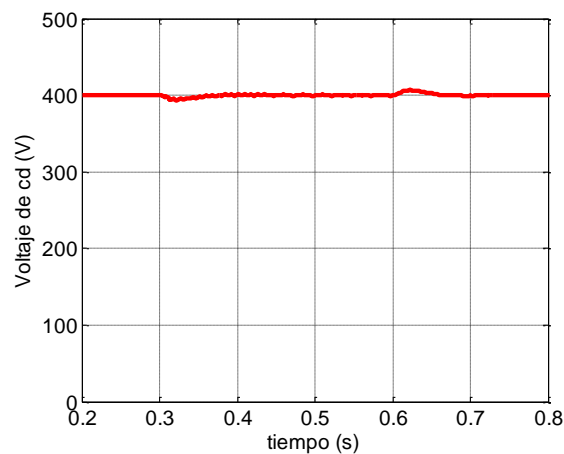


Figura IV.6. Voltaje de  $cd$  ante un *sag* tipo B.

La figura IV.7 muestra la componente  $d$  de las corrientes de línea en el marco  $dq$  siguiendo a la referencia  $i_{ref}$ . Cuando empieza el *sag* de tensión la corriente en cada línea

sube de 11.9 A a 12.96 A, asegurando el voltaje deseado. Cuando termina el *sag*, las corrientes de línea vuelven a su valor en estado estable de 11.9 A.

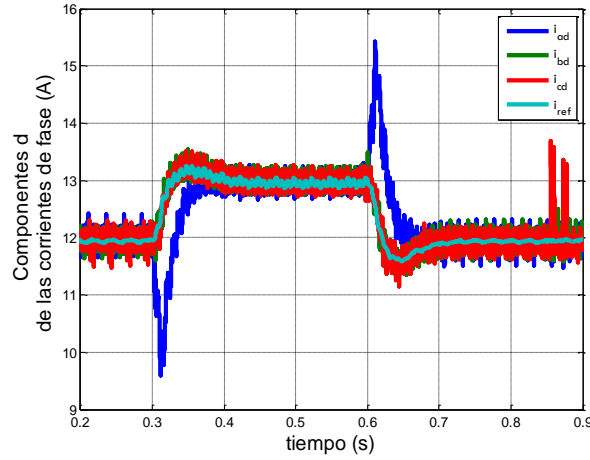


Figura IV.7 Componentes *d* en marco *dq* de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un *sag* tipo B.

Debido a que en este *sag* sólo se afecta la magnitud de la fase *a*, se puede considerar que la potencia de entrada durante el transcurso de un *sag* tipo B está dada por:

$$P_{in_{sagB}} = I_{a_{rms}} * V_{a_{rms}} * h + 2 * I_{b_{rms}} * V_{b_{rms}}$$

$$= \left( \frac{12.96 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * (127 \text{ V}) * (0.8) + 2 * \left( \frac{12.96 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * (127 \text{ V}) * (0.8) = 3257.80 \text{ W}$$

La pérdida que existe entonces en las fases puede calcularse como:

$$P_{perdida} = 3 * P_{R_a} = 3 * I_{a_{rms}}^2 * R = 251.71 \text{ W}$$

Por lo que se puede decir que  $P_{out} + P_{perdida} \approx P_{in_{sagB}}$  ya que la diferencia entre estas representa un 0.18 %.

El factor de potencia oscila entre 0.98 y 0.99, mientras que la *THD* llega a un 5.33%.

### IV.2.3 Operación ante un *sag* tipo C

El *sag* tipo C es un *sag* asimétrico, en el que la magnitud cae y se desfasa solamente en dos fases mientras que la fase restante se mantiene sin variación. En la figura IV.8 se muestra el diagrama y la representación fasorial del *sag* de voltaje donde *h* es la magnitud del *sag* ( $0 \leq h \leq 1$ ) y repercute directamente en el desfase.

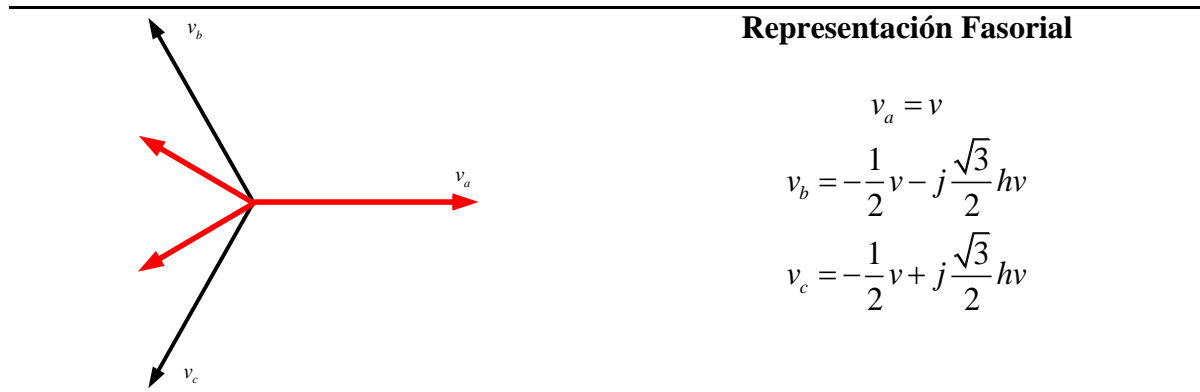


Figura IV.8. Representación fasorial del *sag* tipo C.

En las figuras IV.9 y IV.10 se muestran las respuestas transitorias del RAMT cuando se presenta un *sag* tipo C, se utiliza una  $h = 0.8$  entonces la caída en la fases *b* y *c* será de 0.857 p.u. y un desfase asociado con  $h$ . El *sag* de tensión tiene una duración de 30 ms empezando en el instante  $t = 0.3$  s y terminando en  $t = 0.6$  s. En la figura IV.9 se presenta el voltaje de *cd* en donde la variable alcanza un valor mínimo de 389.1 V y un máximo de 409.8 V con un rizo de 3.8 V y estabilizándose en 12 ms cuando aparece el *sag*, así como cuando termina.

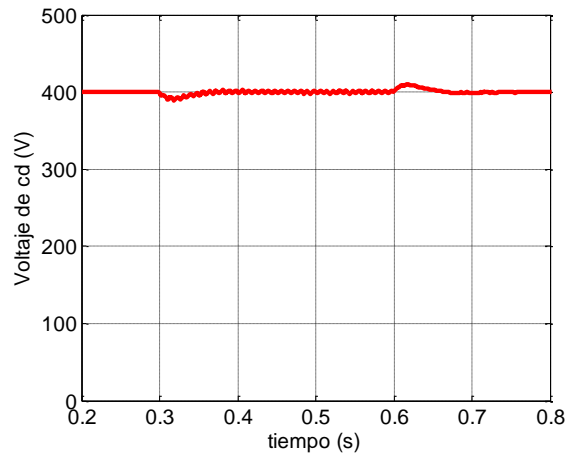


Figura IV.9. Voltaje de *cd* ante un *sag* tipo C.

La figura IV.10 muestra la componente *d* de las corrientes de línea en el marco *dq* siguiendo a la referencia  $i_{ref}$ . Cuando empieza el *sag* de tensión la corriente en cada línea sube de 11.9 A a 13.5 A, asegurando el voltaje deseado y cuando termina el *sag*, las corrientes de línea vuelven a su valor en estado estable de 11.9 A.

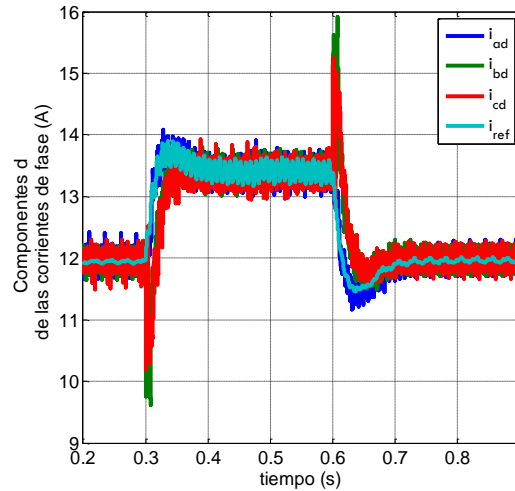


Figura IV.10. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un sag tipo C.

Debido a que en este *sag* tiene un desfase, no es posible llevar el factor de potencia cercano a la unidad, esto se debe a que la transformación  $dq$  está sincronizada y desfasada entre sus fases  $120^\circ$ , por lo que no puede tener nunca el mismo desfase al momento de aparecer el *sag*. Sin embargo, las características como el de mantener regulado el bus de  $cd$  sigue trabajando adecuadamente como se muestra en la figura IV.9.

La potencia de entrada mientras dura el sag tipo C está dada por:

$$P_{in_{sagC}} = I_{a_{rms}} * V_{a_{rms}} + 2 * I_{b_{rms}} * V_{b_{rms}} * h_{pu}$$

$$= \left( \frac{13.5 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * [127 \text{ V} + 2 * (127 \text{ V}) * (0.854)] = 3282.95 \text{ W}$$

La pérdida que existe entonces en las fases puede calcularse como:

$$P_{perdida} = 3 * P_{R_a} = 3 * I_{a_{rms}}^2 * R = 273.36 \text{ W}$$

Por lo que se puede decir que  $P_{out} + P_{perdida} \approx P_{in_{sagC}}$  ya que la diferencia entre éstas representa un 0.29 %.

El factor de potencia oscila entre 0.94 y 0.95, mientras que la *THD* llega a un 6.01 %.



### IV.2.4 Operación ante *sag* un tipo D

El *sag* tipo D es un *sag* asimétrico, en el que cae en magnitud y se desfasa en dos fases mientras que la fase restante solamente cae en magnitud. En la figura IV.11 se muestra el diagrama y la representación fasorial del *sag* de voltaje donde  $h$  es la magnitud del *sag* ( $0 \leq h \leq 1$ ) y repercute directamente en el desfase.

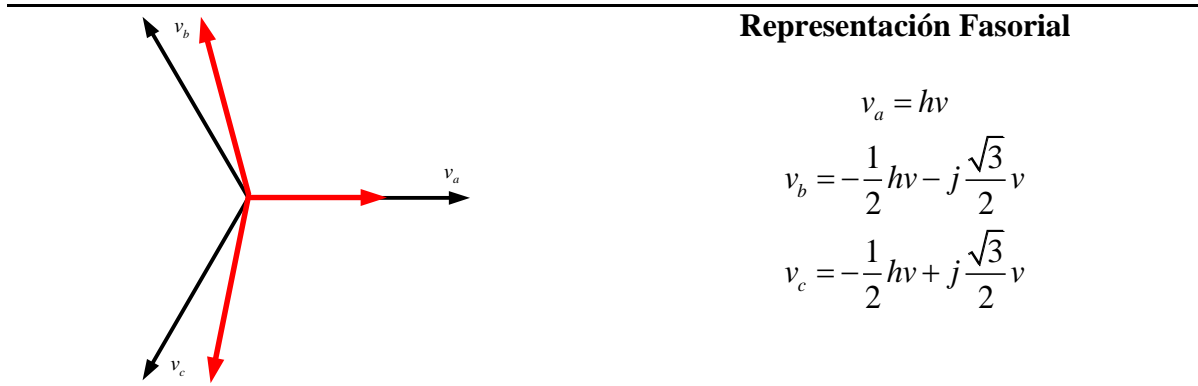


Figura IV.11. Representación fasorial del *sag* tipo D.

En las figuras IV.12 y IV.13 se muestran las respuestas transitorias del RAMT cuando ocurre un *sag* tipo D, se utiliza una  $h = 0.8$  entonces la caída en la fases  $b$  y  $c$  será de 0.953 p.u. y un desfase asociado con  $h$  mientras que la fase  $a$  cae directamente en proporción a  $h$ . El *sag* de tensión tiene una duración de 30 ms empezando en el instante  $t = 0.3$  s y terminando en  $t = 0.6$  s.

En la figura IV.12 se presenta el voltaje de  $cd$  en donde la variable alcanza un valor mínimo de 389 V y un máximo de 410 V con un rizo de 3.7 V y estabilizándose en 12 ms cuando aparece el *sag* así como cuando termina.

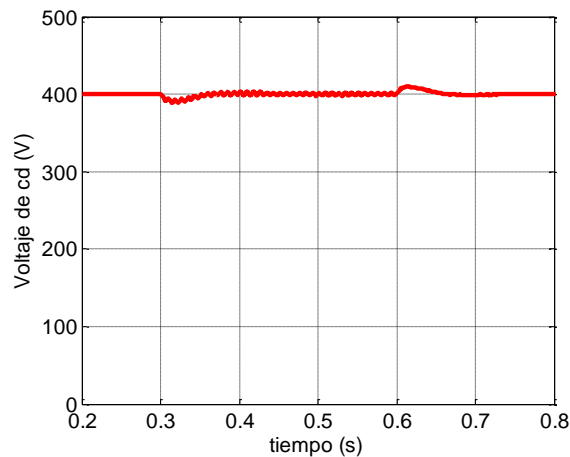


Figura IV.12. Voltaje de  $cd$  ante un *sag* tipo D.

La figura IV.13 muestra la componente  $d$  de las corrientes de línea en el marco  $dq$  siguiendo a la referencia  $i_{ref}$ . Cuando empieza el *sag* de tensión la corriente en cada línea sube de 11.9 A a 13.6 A, asegurando el voltaje deseado. Cuando termina el *sag*, las corrientes de línea vuelven a su valor en estado estable de 11.9 A.

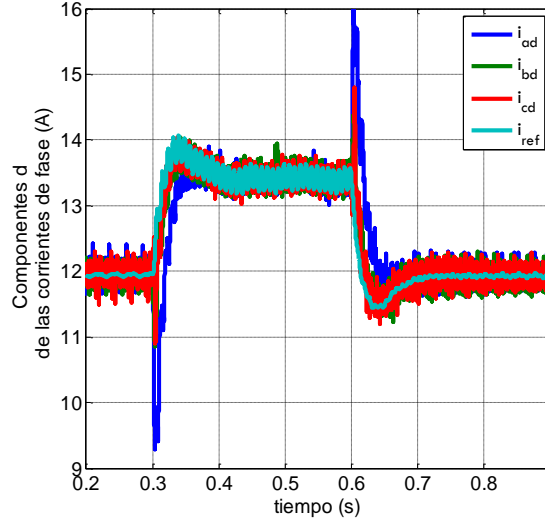


Figura IV.13. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un *sag* tipo D.

La potencia de entrada mientras dura el *sag* tipo D viene dada por:

$$P_{in,sagD} = I_{a,rms} * V_{a,rms} * h + 2 * I_{b,rms} * V_{b,rms} * h_{pu}$$

$$= \left( \frac{13.6 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * [127 \text{ V} * (0.8) + 2 * (127 \text{ V}) * (0.953)] = 3304.85 \text{ W}$$

La pérdida que existe entonces en las fases puede calcularse como:

$$P_{perdidaqa} = 3 * P_{R_a} = 3 * I_{a,rms}^2 * R = 277.43 \text{ W}$$

Por lo que se puede decir que  $P_{out} + P_{perdida} \approx P_{in,sagD}$  ya que la diferencia entre éstas representa un 0.82 %.

El factor de potencia oscila entre 0.94 y 0.95, mientras que la *THD* llega a un 6.01 %.

#### IV.2.5 Operación ante *sag* tipo E

El *sag* tipo E es un *sag* asimétrico, en el que la magnitud cae en dos fases, mientras que la fase restante permanece sin ningún cambio y no presenta ningún desfaseamiento. En la

figura IV.14 se muestra el diagrama y la representación fasorial del *sag* de voltaje donde  $h$  es la magnitud del *sag* ( $0 \leq h \leq 1$ ).

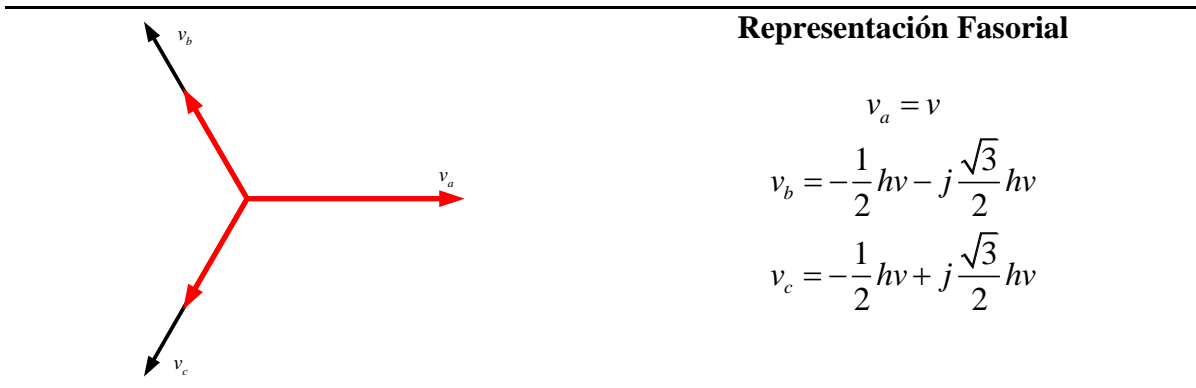


Figura IV.14. Representación fasorial del *sag* tipo E.

En las figuras IV.15 y IV.16 se muestran las respuestas transitorias del RAMT cuando ocurre un *sag* tipo E con una caída de  $h = 0.8$  con un desfase asociado a  $h$ . El *sag* de tensión tiene una duración de 30 ms empezando en el instante  $t = 0.3$  s y terminando en  $t = 0.6$  s. En la figura IV.15 se presenta el voltaje de *cd* en donde la variable alcanza un valor mínimo de 387.08 V y un máximo de 413.72 V con un rizo de 3.7 V y estabilizándose en 12 ms cuando aparece el *sag* así como cuando termina.

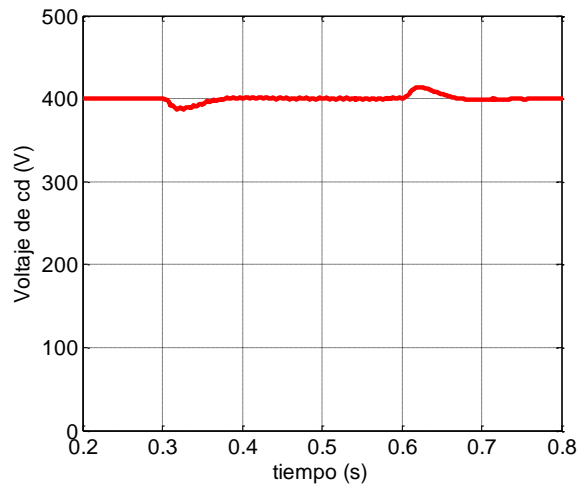


Figura IV.15. Voltaje de *cd* ante un *sag* tipo E.

La figura IV.16 muestra la componente *d* de las corrientes de línea en el marco *dq* siguiendo a la referencia  $i_{ref}$ . Cuando empieza el *sag* de tensión la corriente en cada línea sube de 11.9 A a 14.2 A, asegurando el voltaje deseado. Cuando termina el *sag*, las corrientes de línea vuelven a su valor en estado estable de 11.9 A.

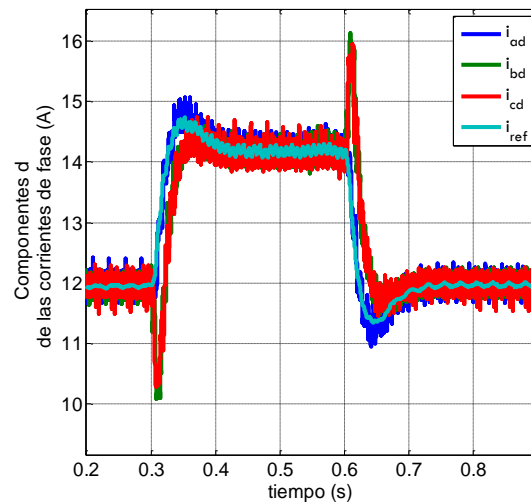


Figura IV.16. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un sag tipo E.

La potencia de entrada mientras dura el sag tipo E está dada por:

$$\begin{aligned}
 P_{in_{sagE}} &= I_{a_{rms}} * V_{a_{rms}} + 2 * I_{b_{rms}} * V_{b_{rms}} * h \\
 &= \left( \frac{14.2 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * (127) * (2 * 0.8 + 1) = 3315 \text{ W}
 \end{aligned}$$

La pérdida que existe entonces en las fases puede calcularse como:

$$P_{perdidaqa} = 3 * P_{R_a} = 3 * I_{a_{rms}}^2 * R = 302.46 \text{ W}$$

Por lo que se puede decir que  $P_{out} + P_{perdida} \approx P_{in_{sagE}}$  ya que la diferencia entre éstas representa un 0.39 %.

El factor de potencia se mantiene en un valor de 0.97 y 0.99, al igual que la  $THD$  llega a un 5.8 %.

#### IV.2.6 Operación ante sag tipo F

El sag tipo F es un sag asimétrico, en el que la magnitud cae en sus tres fases y sufre un desfase en dos fases. En la figura IV.17 se muestra el diagrama y la representación fasorial del sag de voltaje donde  $h$  es la magnitud del sag ( $0 \leq h \leq 1$ ).

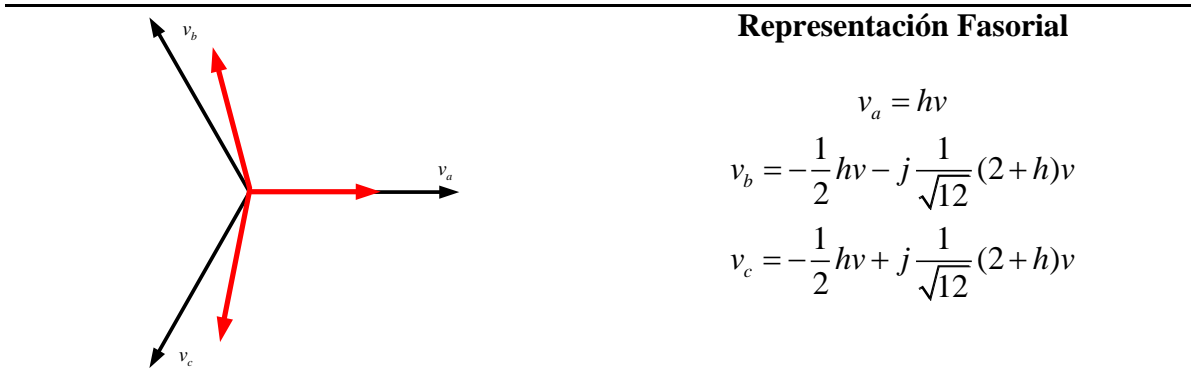


Figura IV.17 Representación fasorial del *sag* tipo F

En las figuras IV.18 y IV.19 se muestran las respuestas transitorias del RAMT cuando ocurre un *sag* tipo F con una caída de  $h = 0.8$  con un desfase asociado a  $h$ . El *sag* de tensión tiene una duración de 30 ms empezando en el instante  $t = 0.3$  s y terminando en  $t = 0.6$  s. En la figura IV.18 se presenta el voltaje de *cd* en donde la variable alcanza un valor mínimo de 386.3 V y un máximo de 413.8 V con un rizo de 2.3 V y estabilizándose en 12 ms cuando aparece el *sag* así como cuando termina.

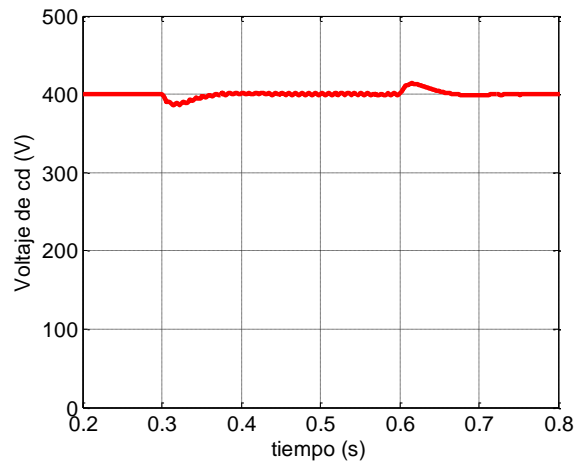


Figura IV.18. Voltaje de *cd* ante un *sag* tipo F.

La figura IV.19 muestra la componente *d* de las corrientes de línea en el marco *dq* siguiendo a la referencia  $i_{ref}$ . Cuando empieza el *sag* de tensión la corriente en cada línea sube de 11.9 A a 14.1 A, asegurando el voltaje deseado. Cuando termina el *sag*, las corrientes de línea vuelven a su valor en estado estable de 11.9 A.

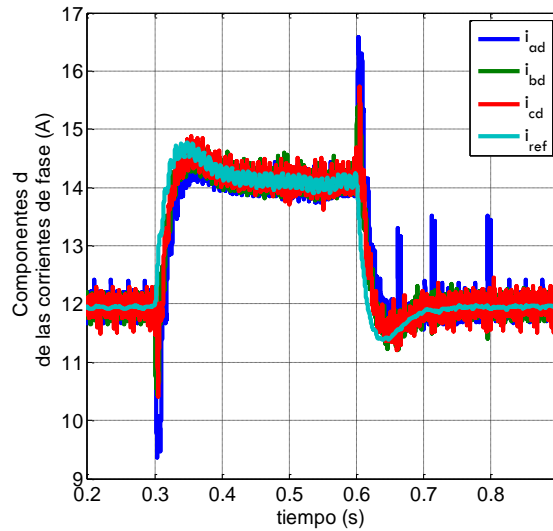


Figura IV.19. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un  $sag$  tipo F.

La potencia de entrada mientras dura el  $sag$  tipo F está dada por:

$$P_{in_{sagF}} = I_{a_{rms}} * V_{a_{rms}} + 2 * I_{b_{rms}} * V_{b_{rms}} * h$$

$$= \left( \frac{14.2 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * (127) * (0.8 + 2 * 0.901) = 3318.08 \text{ W}$$

La pérdida que existe entonces en las fases puede calcularse como:

$$P_{perdidaqa} = 3 * P_{R_a} = 3 * I_{a_{rms}}^2 * R = 302.46 \text{ W}$$

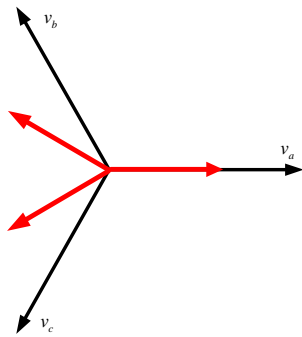
Por lo que se puede decir que  $P_{out} + P_{perdida} \approx P_{in_{sagF}}$  ya que la diferencia entre éstas representa un 0.47 %.

El factor de potencia se mantiene en un valor de 0.94 y 0.95, al igual que la  $THD$  llega a un 6.9 %.

### IV.2.7 Operación ante $sag$ tipo G

El  $sag$  tipo G, es un  $sag$  asimétrico, en el que la magnitud cae en sus tres fases y además tiene un desfase en dos fases. En la figura IV.20 se muestra el diagrama y la representación fasorial del  $sag$  de voltaje donde  $h$  es la magnitud del  $sag$  ( $0 \leq h \leq 1$ ).

**Representación Fasorial**



$$v_a = \frac{1}{3}(2+h)v$$

$$v_b = -\frac{1}{6}(2+h)v - j\frac{\sqrt{3}}{2}hv$$

$$v_c = -\frac{1}{6}(2+h)v + j\frac{\sqrt{3}}{2}hv$$

Figura IV.20. Representación fasorial del *sag* tipo G.

En las figuras IV.21 y IV.22 se muestran las respuestas transitorias del RAMT cuando ocurre un *sag* tipo G con una caída de  $h = 0.8$  con un desfase asociado a  $h$ . El *sag* de tensión tiene una duración de 30 ms empezando en el instante  $t = 0.3$  s y terminando en  $t = 0.6$  s. En la figura IV.21 se presenta el voltaje de *cd* en donde la variable alcanza un valor mínimo de 386.2 V y un máximo de 413.8 V con un rizo de 2.3 V y estabilizándose en 12 ms cuando aparece el *sag* así como cuando termina.

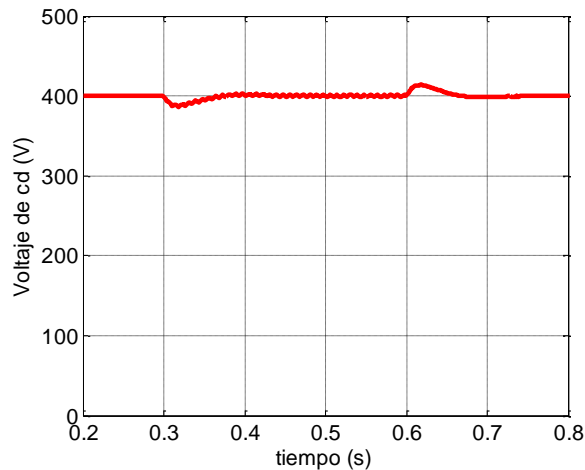


Figura IV.21. Voltaje de *cd* ante un *sag* tipo G.

La figura IV.22 muestra la componente *d* de las corrientes de línea en el marco *dq* siguiendo a la referencia  $i_{ref}$ . Cuando empieza el *sag* de tensión la corriente en cada línea sube de 11.9 A a 14.2 A, asegurando el voltaje deseado. Cuando termina el *sag*, las corrientes de línea vuelven a su valor en estado estable de 11.9 A.

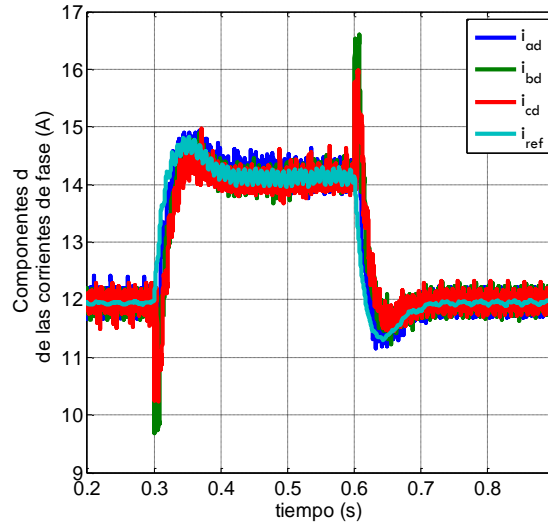


Figura IV.22. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un sag tipo G.

La potencia de entrada mientras dura el sag tipo G está dada por:

$$\begin{aligned}
 P_{in_{sagG}} &= I_{a_{rms}} * V_{a_{rms}} + 2 * I_{b_{rms}} * V_{b_{rms}} * h \\
 &= \left( \frac{14.2 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right) * (127) * (0.933 + 2 * 0.983) = 3696.82 \text{ W}
 \end{aligned}$$

La pérdida que existe entonces en las fases puede calcularse como:

$$P_{perdidaqa} = 3 * P_{R_a} = 3 * I_{a_{rms}}^2 * R = 302.46 \text{ W}$$

Por lo que se puede decir que  $P_{out} + P_{perdida} \approx P_{in_{sagG}}$  ya que la diferencia entre estas representa un 10.66 %.

El factor de potencia se mantiene en un valor de 0.94 y 0.95, al igual que la  $THD$  llega a un 6.1 %.

### IV.3 Carga dinámica

Las variaciones de carga es una operación constante en los sistemas de rectificación, en la figura IV.23a) se presenta el voltaje de  $cd$  regulado ante cambios de una carga resistiva de un valor a otro con una frecuencia de cambio de 50 Hz, el voltaje alcanza un valor promedio de 400 V con un rizo de 10.5 V. La demanda de la corriente de  $cd$  pulsante se muestra en la figura IV.23b), la corriente cambia de 10 A y 7.5 A a la misma frecuencia del cambio de carga.



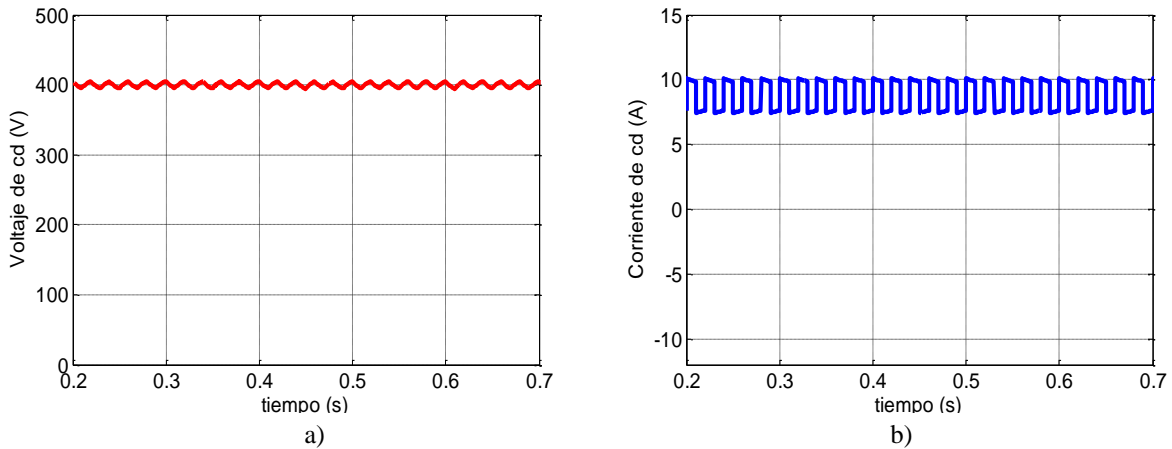


Figura IV.23. Bus de *cd* ante cambios de carga a 50 Hz. a) Voltaje de *cd*. b) corriente de *cd*.

Otro tipo de demanda de corriente dinámica muy común es la que se requiere al conectar un inversor al *bus* de *cd* del rectificador. En la figura IV.24a) se muestra el voltaje de *cd* en estado estable, obteniendo una regulación en 400 V y un rizo de voltaje de 1 V (0.25 %), debido a que rapidez del cambio de carga es mayor a la acción del controlador PI en el lazo de voltaje de la figura III.1. En la figura IV.24b) se presenta la demanda de corriente de un inversor con una amplitud de 5 A.

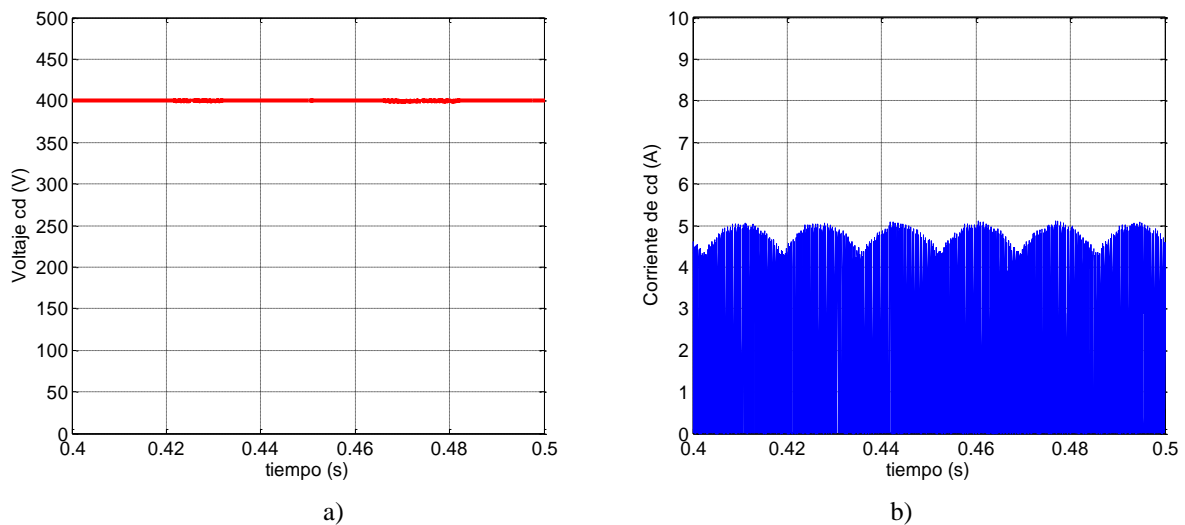


Figura IV.24. Respuesta del *bus* de *cd* conectado a un inversor. a) Voltaje de *cd*. b) corriente de *cd*.

El factor de potencia se mantiene cercano a la unidad ante esta demanda de corriente. En la figura IV.25 se muestra el voltaje y corriente de entrada de la fase *a*; la corriente de entrada se encuentra escalada para observar que se encuentra en fase con la tensión de entrada, lo que sugiere un factor de potencia cercano a la unidad.

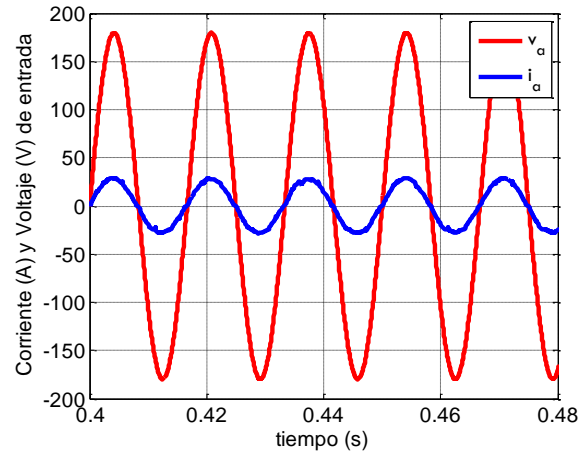


Figura IV.25. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$ .

#### IV.4 Discusiones Parciales

El esquema de control propuesto para mantener regulado el bus de  $cd$  ante perturbaciones funciona adecuadamente ante cambios de carga y *sags* de tensión. Sin embargo ya que los cambios de tensión en las fases de alimentación son desconocidos, no así sus valores nominales, y suponiendo que el desfaseamiento es  $120^\circ$  entre fases, no es posible siempre mantener el factor de potencia en 0.99 y la  $THD=3.32\%$  como condiciones normales ante todos los tipos de *sags* de tensión debido a que cuando ocurre un *sag* con desfase, no es posible saber como será debido a que el voltaje de alimentación no es medido. En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos ante los distintos tipos de *sags*.

Tabla IV.1. Resultados de  $THD$  y  $FP$  por tipo de *sag* de tensión.

Tipo de <i>sag</i>	% THD	FP min	FP max
Sin <i>sag</i>	3.32 %	0.98	0.99
A	3.32 %	0.98	0.99
B	5.33 %	0.98	0.99
C	6.01 %	0.94	0.95
D	6.01 %	0.94	0.95
E	5.8 %	0.97	0.99
F	6.9 %	0.94	0.95
G	6.1 %	0.94	0.95

## CONCLUSIONES

En este trabajo de tesis se aprovecha la capacidad del Rectificador Activo Multinivel Trifásico para reducir los efectos de los principales problemas que repercuten en la calidad de la energía asociados a los sistemas de rectificación, como los que pueden ocasionar los *sags* de tensión en las redes de suministro trifásico y las variaciones de cargas al entregar el voltaje de *cd*.

A través del estudio realizado y de los resultados obtenidos, se puede afirmar que el Rectificador Activo Multinivel Trifásico es una buena opción para solucionar los problemas de calidad de la energía en el área de rectificación, ya que por sus características es capaz de regular el voltaje de *cd* en la carga y mejorar el factor de potencia con un adecuado encendido y apagado de los interruptores.

Para llevar a cabo el estudio del RAMT se hicieron algunas suposiciones que simplifican sus expresiones para facilitar su manipulación matemática sin alterar significativamente la dinámica del modelo.

Asimismo, el modelo conmutado del RAMT se aproximó a un modelo continuo en el tiempo, esta aproximación se basa en que la frecuencia de conmutación es alta con respecto a la constante del tiempo del sistema. No se presentaron grandes diferencias entre las

respuestas de cada variable de estado ya que los errores fueron, para el voltaje de  $cd$  un 0.014 % y para las corrientes un 1.57%.

Así, el esquema de control se diseñó con el modelo continuo en el marco de referencia  $dq$  por fase del RAMT considerando dos lazos de control, uno de voltaje para generar las referencias de corriente y uno de corriente para regular el voltaje de  $cd$ . Para el lazo de corriente se utilizó un controlador no lineal vía retroalimentación entrada-salida, considerando las propiedades del sistema. Mediante este controlador diseñado para las componentes  $d$  y  $q$  de las corrientes de cada fase, se puede tener un control indirecto sobre el *bus* de  $cd$  del rectificador para regular el voltaje de  $cd$  en el punto que se desee y al mismo tiempo teniendo un factor de potencia cercano a la unidad, siempre y cuando el sistema esté balanceado y sin variaciones en la carga.

El control no lineal vía retroalimentación de estado como lazo de corriente por sí solo es incapaz de cumplir con el objetivo de llegar a una regulación deseada si existen variaciones de carga en el sistema, ya que la referencia de corriente permanece constante ya que se calcula para un valor de carga fijo; no obstante, si se quiere que la corriente de referencia varíe para llegar a un voltaje de  $cd$  deseado, se añade el lazo de voltaje con un controlador PI para obtener siempre la referencia adecuada ante algún cambio de carga.

Otra perturbación muy común en las redes de suministro de voltaje son los *sags* de tensión, el control no lineal en el lazo de las corrientes y el con el controlador PI en el lazo de voltaje, son incapaces de operar con éxito y llegar a sus objetivos cuando existe cualquier tipo de *sag*, ya sea simétrico y asimétrico sin una etapa de detección para su compensación. Debido a que los *sags* de tensión se presentan como valores constantes, al ser llevados al marco síncrono  $dq$ , puede diseñarse una acción integral para rechazarlos, ya que ésta brinda robustez ante perturbaciones constantes.

Un controlador no lineal vía retroalimentación de estado con acción integral en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de voltaje hacen que el rectificador sea capaz de seguir operando manteniendo el voltaje de  $cd$  en un punto deseado y al mismo tiempo conservando un factor de potencia cercano a la unidad ante perturbaciones como *sags* de tensión, y variaciones de carga aún como las demandadas por inversores.

De los resultados obtenidos en simulación se puede afirmar que:

- El esquema de control diseñado proporciona robustez ante perturbaciones y variaciones paramétricas.
- No es necesario un algoritmo de detección de *sags* para mantener la regulación del voltaje de  $cd$  y el factor de potencia cercano a la unidad; sin embargo, para *sags*

asimétricos con desfase el factor de potencia se reduce ya que el sistema sólo está sincronizado con la fase  $a$ .

- El modelo continuo en el marco de referencia  $dq$  es capaz de reproducir resultados semejantes a los del modelo conmutado simulado en Psim.

Lo anterior implica que si el sistema se implementa:

- a) El costo podría ser menor, ya que al no medir los  $sags$  de tensión se requerirían menos sensores, eliminando todo tipo de problemas relacionados con esta operación.
- b) El procesamiento en una plataforma digital podría reducirse, ya que al tratar con menos señales y sin una etapa de detección de  $sags$  el algoritmo reduciría su complejidad.

## **APORTACIÓN**

Es posible mantener la regulación del bus de cd y el balance de corrientes en un RAMT en presencia de  $sags$  y cambios de carga considerando sólo el voltaje de alimentación nominal y la corriente de carga nominal.

## **TRABAJO FUTURO**

La implementación física del control presentado en esta tesis en una plataforma digital y validar experimentalmente los resultados obtenidos en las simulaciones del enlace entre los programas Matlab-Psim.



# Apéndice

## A. Lista de símbolos

$\Gamma$	Función de conmutación.
$\Delta i_a$	Rizo pico a pico de la corriente de entrada.
$\Delta t$	Incremento de tiempo.
$\eta$	Dinámica interna.
$\xi$	Dinámica externa.
$\rho$	Grado relativo.
$\omega$	Frecuencia de red en rad/s.
$\mathbb{R}$	Conjunto de números reales.
$ca$	Corriente alterna.
$cd$	Corriente directa.
$C$	Condensador de filtrado.
$C_1$	Condensador de filtrado 1.
$C_2$	Condensador de filtrado 2.
$Ds$	Espacio vectorial
$dq$	Marco de referencia síncrono.
$e$	Señal de error.
$f$	Frecuencia de red.
$f_c$	Frecuencia de conmutación.
$h$	Armónicos característicos.
$i_a$	Corriente de fase $a$ .
$i_b$	Corriente de fase $b$ .
$i_c$	Corriente de fase $c$ .
$i_{ad}$	Componente $d$ en marco síncrono de corriente de entrada de fase $a$ .
$i_{aq}$	Componente $q$ en marco síncrono de corriente de entrada de fase $a$ .
$i_{bd}$	Componente $d$ en marco síncrono de corriente de entrada de fase $b$ .
$i_{bq}$	Componente $q$ en marco síncrono de corriente de entrada de fase $b$ .
$i_{cd}$	Componente $d$ en marco síncrono de corriente de entrada de fase $c$ .

$i_{cq}$	Componente $q$ en marco síncrono de corriente de entrada de fase $c$ .
$i_a^{re}$	Señal real de la corriente de fase $a$ .
$i_a^{im}$	Señal imaginaria de la corriente de fase $a$ .
$i_b^{re}$	Señal real de la corriente de fase $b$ .
$i_b^{im}$	Señal imaginaria de la corriente de fase $b$ .
$i_c^{re}$	Señal real de la corriente de fase $c$ .
$i_c^{im}$	Señal imaginaria de la corriente de fase $c$ .
$K$	Ganancia.
$L$	Inductor de entrada.
$L_a$	Inductor de entrada de fase $a$ .
$L_b$	Inductor de entrada de fase $b$ .
$L_c$	Inductor de entrada de fase $c$ .
$m$	Número de entradas/salidas.
$m_a$	Modulación de fase $a$ .
$PF$	Factor de potencia.
$PLL$	Lazo de seguimiento de fase
$P_{in}$	Potencia de entrada.
$P_{out}$	Potencia de salida.
$Q(x)$	Transformación de difeomorfismo.
$RAMT$	Rectificador activo multinivel trifásico.
$R$	Resistencia
$SPWM$	Modulación por ancho de pulso sinusoidal.
$\mathbf{T}_{mon}$	Matriz de transformación rotatoria.
$\mathbf{T}$	Matriz de transformación rotatoria aplicada a sistemas trifásicos.
$THD$	Distorsión armónica total.
$S_a$	Interruptor de fase $a$ .
$s_a$	Función de conmutación de fase $a$ .
$S_b$	Interruptor de fase $b$ .
$s_b$	Función de conmutación de fase $b$ .
$S_c$	Interruptor de fase $c$ .
$s_c$	Función de conmutación de fase $c$ .
$u_i$	$i$ -entrada de control.
$U_i$	$i$ -entrada de control nominal.
$u_{abc}^d$	Componente $d$ en marco síncrono de la entrada de control de las fases $a$ , $b$ y $c$ .
$u_{abc}^q$	Componente $q$ en marco síncrono de la entrada de control de las fases $a$ , $b$ y $c$ .
$u_a^{re}$	Señal real de la entrada de control de fase $a$ .
$u_a^{im}$	Señal imaginaria de la entrada de control de fase $a$ .
$u_b^{re}$	Señal real de la entrada de control de fase $b$ .
$u_b^{im}$	Señal imaginaria de la entrada de control de fase $b$ .



$u_c^{re}$	Señal real de la entrada de control de fase $c$ .
$u_c^{im}$	Señal imaginaria de la entrada de control de fase $c$ .
$v_a$	Voltaje de entrada de fase $a$ .
$v_{ad}$	Componente $d$ en marco síncrono del voltaje de entrada de fase $a$ .
$v_{aq}$	Componente $q$ en marco síncrono del voltaje de entrada de fase $a$ .
$v_b$	Voltaje de entrada de fase $b$ .
$v_{bd}$	Componente $d$ en marco síncrono del voltaje de entrada de fase $b$ .
$v_{bq}$	Componente $q$ en marco síncrono del voltaje de entrada de fase $b$ .
$v_c$	Voltaje de entrada de fase $c$ .
$v_{cd}$	Componente $d$ en marco síncrono del voltaje de entrada de fase $c$ .
$v_{cq}$	Componente $q$ en marco síncrono del voltaje de entrada de fase $c$ .
$v_{dc}$	Voltaje de corriente directa.
$v_a^{re}$	Señal real del voltaje de entrada de fase $a$ .
$v_a^{im}$	Señal imaginaria del voltaje de entrada de fase $a$ .
$v_b^{re}$	Señal real del voltaje de entrada de fase $b$ .
$v_b^{im}$	Señal imaginaria de la entrada de control de fase $b$ .
$v_c^{re}$	Señal real del voltaje de entrada de fase $c$ .
$v_c^{im}$	Señal imaginaria del voltaje de entrada de fase $c$ .
$v_{in}$	Voltaje trifásico de entrada.
$v_{l-l}$	Voltaje trifásico de entrada de línea a línea.
$v_1$	Voltaje en el condensador de filtrado 1.
$v_2$	Voltaje en el condensador de filtrado 2.
$w$	Vector de perturbación de voltaje



## B. Límite de compensación para un *sag* de tensión

Sea (I.22) el modelo conmutado del RAMT, el modelo (B.1) presentado a continuación es la dinámica del rectificador cuando sus corrientes de entrada ( $a, b$  y  $c$ ) son positivas.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1-s_a}{2L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1-s_b}{2L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1-s_c}{2L} \\ \frac{1-s_a}{C} & \frac{1-s_b}{C} & \frac{1-s_c}{C} & -\frac{2}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_{dc} \end{bmatrix}$$

El modelo para cuando las corrientes de entrada ( $i_a, i_b$  y  $i_c$ ) son negativas, es el mismo para el caso en que son positivas si las funciones de conmutación se intercambian e intervienen conforme al signo de la propia corriente de entrada. Considerando lo anterior el sistema continuo no lineal resultante en ambas condiciones de las corrientes de entrada se puede aproximar como un sistema lineal dentro de una pequeña vecindad del punto de operación con lo cual se puede utilizar técnicas de control lineal.

Considerando que el sistema trifásico está balanceado, cada fase procesa la tercera parte de la potencia total y redefiniendo  $i_a = x_1, v_{dc} = x_2$  y  $s_a = D_a$  se tiene que:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1-D_a}{2L} \\ \frac{1-s_a}{C} & -\frac{2}{3R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_a \quad (\text{B.2})$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

Se asume que cada variable de estado está compuesta de dos términos: uno de estado estable y otro variable, lo mismo que los ciclos de trabajo:

$$\begin{aligned}
 x_1 &= i_a = X_1 + \tilde{x}_1 \\
 x_2 &= v_1 + v_2 = v_{dc} = X_2 + \tilde{x}_2 \\
 d_a &= D_a + \tilde{d}_a
 \end{aligned}
 \tag{B.3}$$

Linealizando el modelo matemático expresado por (B.2) se obtiene:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\tilde{\mathbf{x}}}{dt} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{Ew} \\
 \mathbf{y} &= \mathbf{Cx}
 \end{aligned}
 \tag{B.4}$$

Remplazando los valores finalmente se tiene:

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1-D_a}{2L} \\ \frac{1-D_a}{C} & -\frac{2}{3R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{X_2}{L} \\ -\frac{X_1}{C} \end{bmatrix} \tilde{d}_a + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_a \\
 \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{B.5}$$

Las soluciones en estado estable evolucionan libremente, se puede conocer haciendo las variaciones cero, por lo que:

$$\begin{aligned}
 0 &= -\frac{R}{L} X_1 - \frac{1-D_a}{2L} X_2 + \frac{V_a}{L} \\
 0 &= \frac{1-D_a}{C} X_1 - \frac{2}{3R_L C} X_2
 \end{aligned}
 \tag{B.6}$$

Haciendo  $X_2 = V_{dc}$  de la segunda ecuación de (B.6) se obtiene:

$$(1-D_a)X_1 = \frac{P_a}{V_{dc}}
 \tag{B.7}$$

Donde  $P_a$  es la potencia procesada sólo por la fase  $a$ . Despejando  $X_1$  de la primera expresion de (B.6) se tiene que:

$$X_1 = -\frac{0.5V_{dc}(1-D_a)+V_a}{R} \quad (\text{B.8})$$

Sustituyendo (B.8) en (B.7) se tiene que

$$(1-D_a) \left[ -\frac{0.5V_{dc}(1-D_a)+V_a}{R} \right] = \frac{P_a}{V_{dc}} \quad (\text{B.9})$$

Desarrollando la expresión se obtiene:

$$-0.5V_{dc}D_a^2 + (V_{dc} - V_a)D_a - 0.5V_{dc} + V_a - \frac{P_a R}{V_{dc}} = 0 \quad (\text{B.10})$$

Encontrando las raíces se tiene que:

$$D_{a1,2} = \frac{-V_{dc} + V_a \pm \sqrt{V_a^2 - 2P_a R}}{-V_{dc}} \quad (\text{B.11})$$

El mínimo valor de  $V_a$  para tener un ciclo de trabajo es:

$$V_{a(\min)} = \sqrt{2P_a R} \quad (\text{B.12})$$

Por lo que el máximo *sag* que se puede rechazar está dado por:

$$\text{Máximo sag} = \frac{\sqrt{2P_a R}}{V_{a(\text{nominal})_{rms}}} = 100\% \quad (\text{B.13})$$

Con un ciclo de trabajo de:

$$D_{a1} = D_{a2} = \frac{-V_{dc} + V_{a(\min)}}{-V_{dc}} = 1 - \frac{V_{a(\min)}}{V_{dc}} \quad (\text{B.14})$$

Entonces de acuerdo a las expresiones el máximo *sag* con el que puede operar el RAMT dados los parámetros de la tabla II.1 es de 35.2% con un ciclo de trabajo de 0.8882.



## C. Principio de modulación SPWM

En el control por modulación por ancho de pulso sinusoidal, en medio ciclo los interruptores abren y cierran un número finito de veces. En el rectificador activo multinivel trifásico (RAMT) se utiliza como una entrada de control, variando el ancho de pulso se puede controlar el voltaje de  $cd$ . Si en medio ciclo existen  $p$  pulsos de igual ancho de banda, el ancho máximo de un pulso es  $\pi / p$ . No obstante, el ancho de los pulsos puede ser diferente. Es común seleccionar un ancho de banda adecuado capaz de eliminar ciertas componentes armónicas indeseables. El principio de la modulación SPWM se muestra en la figura C.1, donde se generan los anchos de pulso comparando un voltaje de referencia triangular  $v_r$ , de amplitud  $A_r$ , y de frecuencia  $f_r$ , con un voltaje semisinusoidal modulador  $v_m$  de amplitud variable  $A_m$  y de frecuencia  $2f$ . El voltaje sinusoidal  $v_m$  está en fase con el voltaje de entrada  $v_s$  y tiene dos veces la frecuencia de red  $f$ . El ancho de los pulsos varía al modificar la amplitud  $A_m$  o el índice de modulación  $M$  desde 0 hasta 1.

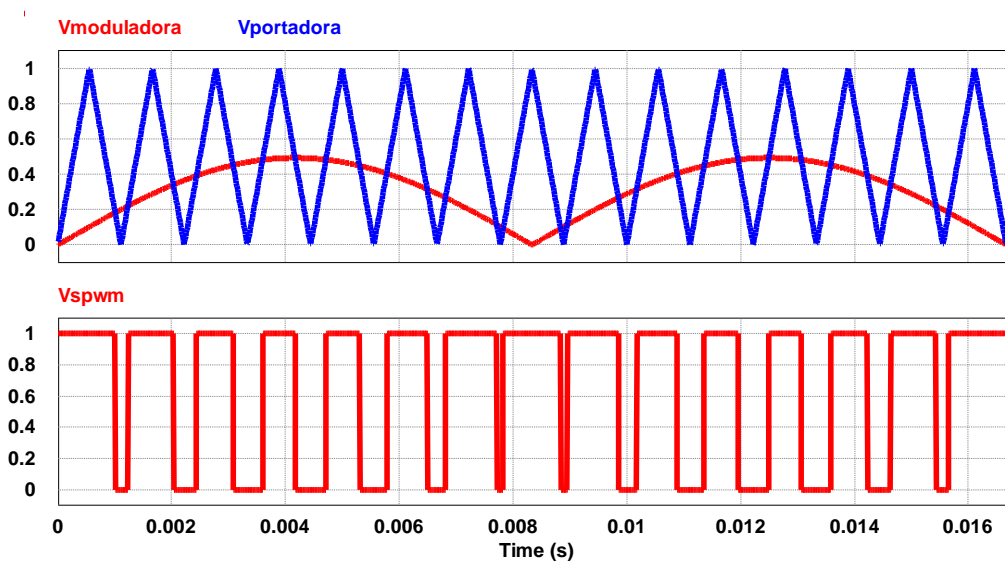


Figura C.1. Principio de modulación por ancho de pulso sinusoidal.





# ÍNDICE DE FIGURAS

- Figura 1. Circuito de rectificación trifásico básico.
- Figura 2. Distorsión armónica en el proceso de rectificación.
- Figura 3.  $THD$  en función del condensador de filtrado.
- Figura 4. Factor de potencia en función del condensador de filtrado.
- Figura 5. Efecto de un  $sag$  en el voltaje de  $cd$  entregado a la carga.
- Figura 6. Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT).
- Figura 7. Patrón de disparo de los interruptores.
- Figura 8. Componente para compensación de  $sags$  de voltaje.
- Figura 9. Componente para compensación de armónicos.
- Figura 10. Etapa de control del RAMM.
- Figura I.1. Circuito del Rectificador Activo Multinivel Trifásico (RAMT).
- Figura I.2. Subcircuitos formados en cada modo de operación. a) Operación con interruptor abierto. b) Operación con interruptor cerrado.
- Figura I.3. Representación simplificada de la fase  $a$ .
- Figura I.4. Condiciones del voltaje en la carga del RAMT.
- Figura I.5. Validación de voltaje  $v_{dc}$ . a) Simulación de  $v_{dc}$  en programa Psim.  
b) Simulación  $v_{dc}$  en programa Matlab.
- Figura I.6. Validación de la corriente de entrada. a) Simulación  $i_a$  en Psim.  
b) Simulación  $i_a$  en Matlab. c) Simulación  $i_b$  en Psim. d) Simulación  $i_b$  en Matlab. e) Simulación  $i_c$  en Psim. f) Simulación  $i_c$  en Matlab.
- Figura I.7. Validación del modelo matemático continuo en el marco  $dq$  monofásico por fase. a) Simulación de  $v_{dc}$  en los programas Psim y Matlab. b) Simulación de  $i_a$  en los programas Psim y Matlab.
- Figura II.1. Diagrama de bloques del esquema de control no lineal.
- Figura II.2. Representación dinámica del sistema.
- Figura II.3. Diagrama de bloques del lazo externo  $v_{dc}$ .
- Figura II.4. Esquema de control no lineal diseñado en el RAMT.
- Figura II.5. Enlace entre Psim-Matlab de control no lineal.
- Figura II.6. Diagrama de Bode de las funciones de transferencia del lazo de corriente.
- Figura II.7. Diagrama de Bode de la función de transferencia del lazo de voltaje.
- Figura II.8. Comportamiento del voltaje de  $cd$ .
- Figura II.9. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$ .

- Figura II.10. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .
- Figura II.11. Comportamiento del voltaje y corriente de  $cd$  ante cambios de carga a) Voltaje de  $cd$ . b) Corriente de  $cd$ .
- Figura II.12. Comportamiento de la señal de control de la fase  $a$ .
- Figura II.13. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$  ante cambios para carga.
- Figura II.14. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante cambios de carga.
- Figura II.15. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un *sag* de tensión asimétrico. a) *Sag* asimétrico b) Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .
- Figura II.16. Error entre las componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .
- Figura III.1. Diagrama de bloques del esquema de control no línea más integral.
- Figura III.2. Diagrama de control integral.
- Figura III.3. Esquema de control no lineal más integral empleado en el RAMT.
- Figura III.4. Enlace entre Psim-Matlab de control integral.
- Figura III.5. Comportamiento del voltaje  $cd$ .
- Figura III.6. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$ .
- Figura III.7. Componentes  $d$  en el marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .
- Figura III.8. Comportamiento del voltaje y corriente de  $cd$  ante cambios de carga a) Voltaje de  $cd$ . b) Corriente de  $cd$ .
- Figura III.9. Comportamiento de la señal de control de la fase  $a$ .
- Figura III.10. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$ .
- Figura III.11. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante cambios de carga.
- Figura III.12. *Sag* asimétrico.
- Figura III.13. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante un *sag* de tensión asimétrico.
- Figura III.14. Error entre las componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$ .
- Figura III.15. Comportamiento del voltaje  $cd$  ante *sags* de tensión.
- Figura III.16. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$ .
- Figura IV.1. Respuesta del *bus* de  $cd$  ante cambios en la referencia de voltaje. a) Voltaje de  $cd$ . b) Corriente de  $cd$ .
- Figura IV.2. Representación fasorial del *sag* tipo A.
- Figura IV.3. Voltaje de  $cd$  ante un *sag* tipo A.
- Figura IV.4. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante *sag* tipo A.
- Figura IV.5. Representación fasorial del *sag* tipo B.
- Figura IV.6. Voltaje de  $cd$  ante un *sag* tipo B.
- Figura IV.7. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante *sag* tipo B.
- Figura IV.8. Representación fasorial del *sag* tipo C.

- Figura IV.9. Voltaje de  $cd$  ante un  $sag$  tipo C.
- Figura IV.10. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante  $sag$  tipo C.
- Figura IV.11. Representación fasorial del  $sag$  tipo D.
- Figura IV.12. Voltaje de  $cd$  ante un  $sag$  tipo D.
- Figura IV.13. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante  $sag$  tipo D.
- Figura IV.14. Representación fasorial del  $sag$  tipo E.
- Figura IV.15. Voltaje de  $cd$  ante un  $sag$  tipo E.
- Figura IV.16. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante  $sag$  tipo E.
- Figura IV.17. Representación fasorial del  $sag$  tipo F
- Figura IV.18. Voltaje de  $cd$  ante un  $sag$  tipo F.
- Figura IV.19. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante  $sag$  tipo F.
- Figura IV.20. Representación fasorial del  $sag$  tipo G.
- Figura IV.21. Voltaje de  $cd$  ante un  $sag$  tipo G.
- Figura IV.22. Componentes  $d$  en marco  $dq$  de las corrientes de entrada e  $i_{ref}$  ante  $sag$  tipo G.
- Figura IV.23.  $Bus$  de  $cd$  ante cambios de carga a 50 Hz. a) Voltaje de  $cd$ . b) Corriente de  $cd$ .
- Figura IV.24. Respuesta del  $bus$  de  $cd$  conectado a un inversor. a) Voltaje de  $cd$ . b) Corriente de  $cd$ .
- Figura IV.25. Voltaje y corriente de entrada en la fase  $a$ .



---

# BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Arrillaga, N.R. Watson, S. Chen, “Power System Quality Assessment”, John Wiley and Sons, 2000.
- [2] M. H. Rashid, “Power Electronics Handbook”, Pensacola, Florida, Academic Press. 2001.
- [3] D. W. Hart, “Electrónica de potencia” Madrid, España, Pearson educación, S.A. 2001.
- [4] R.C. Dugan, M.F. McGranaghan and H.W. Beaty, Electrical Power Systems Quality. New York. McGraw-Hill, 1996.
- [5] E. L. M. Mehl and I. Barbi, “An improved High-Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, Mar./Apr. 1997, pp. 485-492.
- [6] J.J. Lira Pérez, “Análisis y Control de un Rectificador Activo Multinivel con Funciones Ampliadas”. Tesis doctoral, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Jul. 2009.
- [7] A. R. Ramírez-López, N. Visairo-Cruz, C. A. Núñez-Gutiérrez, J. J. Lira-Pérez, H. Sira-Ramírez. “Input-Output Linearization and Generalized PI Control of a Single-Phase Active Multilevel Rectifier”. International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, Sep. 2010, pp. 22-27.
- [8] C. Núñez, V. Cárdenas y J. Lira, “Estudio y Modelado de un Rectificador PWM Trifásico Usado para Rechazar *Sags* de Tensión Simétricos y Asimétricos”. Memorias del Congreso Nacional de Control Automático 2003, pp. 241-246.
- [9] A. I. Maswood and F. Liu, “A-Unity-Power-Factor Converter Using the Synchronous-Reference-Frame Based Hysteresis Current Control”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, No. 2, Mar.-Apr. 2007, pp. 593-599.

- [10] Q. Chongming and K.M. Smedley, "Three-phase Unity-Power-Factor VIENNA Rectifier with Unified Constant-Frequency Integration Control" VII IEEE International. Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000, pp. 110-1 - 110-6.
- [11] B. R. Lin, T. Y. Yang and Y. C. Lee, "Three-Phase High-Power-Factor Rectifier with Three AC Power Switches", Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03, Vol.3, 25-28 May Vol. 3. 2003 pp. III-256- III-259.
- [12] Z. Shaoru and L.Fang Liu "A New Approach for Three-phase Three-level Unity PF Rectifier Considering Alternative Performance Indices" Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference.
- [13] IEEE 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1993.
- [14] B.Kedjar and K.AI-Haddad "Three-Phase Four-Wire Vienna I Rectifier With Active Filter Function Including Neutral Current Mitigation" Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Jul 2009 pp 1510-1515.
- [15] H. Y. Kanaan, K. AI-Haddad and F. Fnaiech, "A Study on the Effects of the Neutral Inductor on the Modeling and Performance of a Four-Wire Three-Phase/Switch/Level Fixed-Frequency Rectifier" *Mathematics and Computers in Simulation* , Elsevier, Apr 2006, pp. 487-498.
- [16] R. Lai, F. Wang and R. Burgos "Average Modeling and Control Design for VIENNA-Type Rectifiers Considering the DC-Link Voltage Balance", IEEE Transactions on Power Delivery, vol 24, No 11, Nov 2009, pp. 2509-2522.
- [17] S. Bhattacharya, M. Divan, and B. Benerjee, "Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter", Fourth European Power Electronic Conference, Florence, 1991, Vol. 3, pp. 30-35.
- [18] M. A. González García, "Estudio de la Transformación  $DQ$  para el Cálculo de Potencia Activa y Reactiva en Filtros Activos de Corriente para Cancelación Armónica", Tesis de maestría, Universidad Autonoma de S.L.P. Ene 2004.
- [19] B. Huang, R. Burgos, F. Wang, D. Boroyevich, "D-Q-0 Synchronous Frame Average Model for Three-Phase Arrays Of Single-Phase PFC Converter Loads", IEEE COMPEL Workshop, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, USA, Jul 16-19, 2006, pp.83-88.

- 
- [20] M.T. Haque and T. Ise. Implementation of Single-Phase PQ Theory. Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC'02), Vol. 4:761 – 765, Apr 2002.
- [21] González, M; Cárdenas, V; Pazos, F. “*DQ* Transformation Development for Single-Phase Systems to Compensate Harmonic Distortion and Reactive Power”, 9th International Conference on Power Electronics Congress, Oct. 2004, pp. 177-182.
- [22] J. R. Espinoza, G. Joos, and L. Moran, “Decoupled control of the active and reactive power in three-phase pwm rectifiers based on non-linear control strategies,” 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99, vol. 1, pp. 131 –136, 1999.
- [23] A. Isidori, “Nonlinear Control Systems”, New York: Springer-Verlag, 1995.
- [24] H. K. Khalil, “Nonlinear Systems”, New Jersey: Prentice-Hall, 2002.
- [25] R. C. Dorf and R. H. Bishop, “Sistemas de control modern” Madrid, España, Pearson Educación S.A. 2005.
- [26] K. Ogata, “Ingeniería de control moderna” Mexico: Prentice-Hall, 1998.
- [27] W. E. Brumsickle, R. S. Schneider, G. A. Luckjiff, D. M. Divan, M. F. McGranaghan, “Dynamic *Sag* Correctors: Cost-Effective Industrial Power Line Conditioning”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 1, Jan 2001, pp. 212-217.
- [28] M.F. McGranaghan, D.R. Mueller, and M.J. Samotyj, “Voltage *sags* in industrial power systems,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, Apr 1993. pp. 379–403.
- [29] L. Zhang and M. H. J. Bollen, “Characteristic of Voltage Dips (*Sags*) in Power Systems”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol 15, No 2, Apr 2000, pp. 827-832.