



# **Modelado y simulación de un D-STATCOM en SIMULINK-MATLAB para la corrección del factor potencia de una carga RL**

**JULIO CESAR MENDOZA NIEBLES**

Universidad de Pamplona  
Facultad de Ingeniería y Arquitectura  
Pamplona, Colombia

2019

# **Modelado y simulación de un D-STATCOM en SIMULINK-MATLAB para la corrección del factor de potencia de una carga RL**

**JULIO CESAR MENDOZA NIEBLES**

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título de:  
**Ingeniero Eléctrico.**

Director:

M.Sc. LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ  
Magister en controles industriales

Codirector:

M.Sc. EDISON ANDRÉS CAICEDO PEÑARANDA  
Magister en controles industriales

Línea de Investigación:

Eficiencia energética

Grupo de Investigación:

Sistemas energéticos

Universidad de Pamplona  
Facultad de Ingeniería y Arquitectura  
Pamplona, Colombia

2019

*(Dedicatoria o lema)*

*Quiero dedicar este trabajo a todas las personas que han creído en mí, en especial a mis padres quienes han sido los que me han brindado todo el apoyo en el transcurso de mi carga universitaria, al igual que mis hermanos, amigos y demás familiares.*

## **Agradecimientos**

Gracias a Dios por permitirme culminar esta etapa de formación profesional, también quiero darles las gracias a mis padres, a mi familia y a todas las personas que depositaron en mi toda la confianza y apoyo para poder finalizar esta meta. Así mismo me gustaría agradecer a mi director y codirector de tesis de grado, por toda la paciencia y guía constante para desarrollar de la mejor manera este trabajo, a todos los docentes que tuve a lo largo de mi trayectoria de formación académica.

## Resumen

En este proyecto se modelará y se simulará el D-STATCOM mediante la herramienta Simulink- Matlab para corregir el factor de potencia de una carga RL, donde también se diseñará la técnica de control de este. Se busca que este dispositivo eleve el factor de potencia de la carga dentro de los límites permitidos, para así reducir las pérdidas que se presentan en el sistema y se estabilice el flujo de potencia en la línea activa.

Se analizará el comportamiento del factor de potencia antes y después del acoplamiento del D-STATCOM en el sistema ante la variación de la carga.

**Palabras clave:** D-STATCOM, convertidor de fuente de voltaje, control de potencia de un D-STATCOM, punto común de acoplamiento, factor de potencia, marco de referencia síncrona, bucle de bloqueo de fase.

## Abstract

In this project, the D-STATCOM will be modeled and simulated to correct the power factor of an RL load using the Simulink-Matlab tool, where the control technique of this will also be designed. This device is intended to raise the power factor of the load within the permitted limits, in order to reduce the losses that occur in the system and stabilize the power flow in the active line.

The behavior of the power factor before and after the coupling of the D-STATCOM in the system will be analyzed before the variation of the load.

**Keywords:** D-STATCOM, voltage source converter (VSC), power control of a D-STATCOM, point of common coupling (PCC), power factor, synchronous reference frame (SRF), phase locked loop (PLL).

# Contenido

<b>Resumen</b> .....	<b>IX</b>
<b>Introducción</b> .....	<b>1</b>
<b>Objetivos</b> .....	<b>3</b>
Objetivo general.....	3
Objetivos específicos .....	3
<b>Planteamiento del problema y justificación</b> .....	<b>4</b>
<b>1. Capítulo 1. Marco teórico</b> .....	<b>5</b>
1.1 Compensación de potencia reactiva.....	5
1.2 Tipo de convertidor de conmutación de generadores de VAr (STATCOM).....	18
1.3 Topologías de los D-STATCOM.....	32
1.4 Técnicas de control del D-STATCOM.....	39
<b>2. Capítulo 2. Selección y modelado de la topología del convertidor y del D-STATCOM</b> .....	<b>47</b>
2.1 Selección de la topología del convertidor para el D-STATCOM en Simulink-MATLAB .....	47
2.2 Selección de la topología del D-STATCOM a la simulación .....	50
<b>3. Capítulo 3. Etapa de control</b> .....	<b>53</b>
3.1 Técnica de modulación en Simulink-MATLAB .....	53
3.2 Lazo de seguimiento de fase, PLL .....	56
3.3 Control de potencia del D-STATCOM.....	59
3.4 Modelado del control de potencia en Simulink-MATLAB .....	63
<b>4. Capítulo 4. Esquema de simulación</b> .....	<b>72</b>
4.1 Esquema de simulación completo del D-STATCOM junto con la carga a utilizar	72
<b>5. Capítulo 5. Análisis de resultados de la simulación</b> .....	<b>77</b>
5.1 Simulación del sistema frente a diferentes escenarios .....	77
<b>Conclusiones</b> .....	<b>91</b>
<b>A. Anexo: Transformadas de Clarke y Park</b> .....	<b>95</b>
<b>B. Anexo: Bucle de bloqueo de fase (PLL)</b> .....	<b>99</b>

**Bibliografía ..... 105**



# Introducción

Recientemente, el área principal de investigación en sistemas de energía es desarrollar sistemas que puedan compensar la corriente reactiva dinámicamente bajo condiciones de carga variables. En general, los centros de carga están ubicados lejos de las unidades de generación de energía, por lo que la red de transmisión y distribución de energía está construida para satisfacer la demanda de carga. Las líneas de transmisión sobrecargadas conducen al deterioro del perfil de voltaje y disminuyen la estabilidad del sistema. El grado de utilización de la potencia depende del factor de potencia de las cargas conectadas a la red. La mayoría de las cargas en la línea de distribución, al ser inductivas en la naturaleza, consumen gran parte de la potencia reactiva. Como resultado, el factor de potencia de la carga se deteriora, lo que lleva a la limitación del flujo de potencia activa en la línea.[1]

La creciente importancia de la eficiencia del sistema de energía global ha provocado el crecimiento sostenido del uso de dispositivos, como el motor de velocidad variable, y la conexión de los condensadores de derivación para mejorar el factor de potencia a fin de minimizar las pérdidas de transmisión. Además, esto ha dado como resultado un aumento de los niveles de armónicos en los sistemas de transmisión y varias empresas están preocupadas por el efecto futuro en las capacidades del sistema de energía. Debido a la mayor capacidad de conducción de potencia y voltaje de los dispositivos electrónicos de potencia actuales, su aplicación es muy común en la industria y también en fines domésticos. Aunque estos beneficios son seguramente buenos, pero el uso extremo de dispositivos electrónicos de potencia es un problema serio en sí mismo, que es la generación de armónicos de corriente y potencia reactiva en el sistema de energía moderno. En consecuencia, la tensión de varios buses y PCCS de las redes del sistema se distorsiona y los consumidores conectados a esos PCCS no funcionan como están diseñados. El exceso de VAR extraído por la carga resulta mayor que antes de las pérdidas de transmisión y mayor que antes de que las cargas de los servicios públicos se deban a un factor de potencia pobre.[2]

Para compensar la potencia reactiva y mejorar el factor de potencia de la carga, esto requiere un control. Un D-STATCOM actúa como uno de los equipos más adecuados para mitigar este problema a un costo mínimo en los sistemas de distribución. Se puede hacer un D-STATCOM basado en VSC para inyectar potencia reactiva en el sistema de alimentación de CA para mejorar el factor de potencia y para la compensación de potencia reactiva.[1]

El D-STATCOM es un dispositivo versátil para proporcionar compensación de potencia reactiva en redes de CA. El control de la potencia reactiva se logra mediante la regulación de una fuente de voltaje controlada detrás de la impedancia de fuga de un transformador. Es similar a un compensador síncrono convencional, que es esencialmente un generador síncrono donde la corriente de campo se utiliza para ajustar el voltaje regulado. El D-STATCOM utiliza el convertidor de fuente de voltaje (VSC) para lograr la tarea de regulación. Cuando se utiliza en sistemas de distribución de baja o media tensión, el STATCOM se identifica normalmente como STATCOM de Distribución (D-STATCOM). Funciona de manera similar al STATCOM (controlador FACTS), con el flujo de potencia activo controlado por el ángulo entre el sistema de CA y los voltajes VSC y el flujo de potencia reactiva controlado por la diferencia entre las magnitudes de estos voltajes. Al igual que con el STATCOM, el condensador actúa como el dispositivo de almacenamiento de energía y su tamaño se elige en función de las clasificaciones de potencia, el control y las consideraciones de armónicos. El controlador D-STATCOM monitorea continuamente los voltajes y corrientes de carga y determina la cantidad de compensación requerida por el sistema de CA para una variedad de perturbaciones. El D-STATCOM es un dispositivo de derivación. Por lo tanto, debe poder regular el voltaje de un bus al que está conectado.[3]

En este proyecto se plantea el modelado y simulación de un D-STATCOM mediante la herramienta de Simulink del software MATLAB con la versión R2014a, para la corrección del factor de potencia de una carga RL.

# Objetivos

## Objetivo general

Diseñar un D-STATCOM para la corrección del factor de potencia de una carga RL mediante la herramienta de Simulink-MATLAB.

## Objetivos específicos

- Determinar la topología y estrategia de control a utilizar
- Seleccionar el convertidor de potencia que pueda ser aplicado al D-STATCOM
- Diseñar el sistema completo del D-STATCOM junto con la carga a utilizar.
- Simular el sistema frente a diferentes escenarios

## Planteamiento del problema y justificación

El problema de compensación de potencia reactiva es muy frecuente en los sistemas eléctricos de potencia, debido a que las cargas en gran parte son inductivas de naturaleza, repercutiendo directamente a un consumo muy alto de potencia reactiva y dicho consumo conlleva al deterioro del factor de potencia de la carga, lo cual limitará el flujo de potencia de la línea activa. Un bajo factor de potencia hará que la corriente del sistema aumente y, así mismo, se aumentarán las pérdidas debidas al efecto Joule y el sistema también experimentará fluctuaciones de voltaje.[1]

Los avances que se han venido implementando alrededor de la compensación de potencia reactiva han sido muy buenos, de tal manera que se están implementando D-STATCOM con distintos métodos de control para una óptima compensación. Existen muchos métodos y/o dispositivos utilizados para mitigar los excesos de reactivos en la red, los más utilizados son los bancos de inductores, banco de capacitores, pero estos dispositivos presentan algunas desventajas, en el caso de los reactores su costo es muy elevado para cuando se requieren en gran tamaño los inductores. Otra de las grandes desventajas de los reactores y banco de capacitores, a la hora de trabajar como compensadores, no tendrán una compensación de potencia reactiva precisa cuando la carga este variando en el tiempo, esto se debe a que los reactores y capacitores tendrán un valor fijo de inductancia y capacitancia que no se ajustarán adecuadamente a la variación de la carga, repercutiendo en que en algunos instantes de tiempo el sistema presente una subcompensación o sobrecompensación.[4]

En este trabajo se busca la corrección del bajo factor de potencia de una carga que se simulará en la herramienta Simulink de Matlab que contenga este problema, la compensación de potencia reactiva se hará con un D-STATCOM diseñado en Simulink y que se acoplará a dicha carga. Básicamente, el D-STATCOM es un dispositivo que viene bajo la clasificación de FACTS dispositivos y que está conectado en derivación de la red de sistema de potencia. Este dispositivo consiste en diferentes tipos de componentes electrónicos de potencia tal como (IGBT, GTO) para controlar el flujo de potencia reactiva.[5]

Se quiere fortalecer conocimientos para la creación de un semillero de investigación en esta área.

# 1. Capítulo 1. Marco teórico

## 1.1 Compensación de potencia reactiva

### 1.1.1 Objetivos de la compensación en derivación

Ha sido muy reconocido que la potencia transmisible en el estado permanente se puede incrementar y el perfil de voltaje a lo largo de la línea puede ser controlado con una compensación reactiva adecuada. El propósito de la compensación reactiva es capturar las características eléctricas naturales de la línea de transmisión o distribución para hacerlo más compatible con la demanda de carga prevaleciente. Por lo tanto, los reactores conectados, fijos o con conmutación mecánica para minimizar el sobrevoltaje de la línea bajo condiciones de carga ligera, y se aplican condensadores con conexión en derivación, fijos o con conmutación mecánica para mantener los niveles de tensión en condiciones de carga considerables. [6]

### 1.1.2 Regulación de voltaje de punto medio para segmentación de línea.

Considere el modelo de transmisión simple de dos máquinas (dos buses) en el que un compensador de VAR ideal está conectado en el punto medio de la línea de transmisión, como se muestra en la Figura 1. Por simplicidad, la línea está representada por la inductancia serie. El compensador está representado por una fuente de tensión de CA sinusoidal (de la frecuencia fundamental), en fase con la tensión del punto medio,  $V_m$  y, con una amplitud idéntica a la de las tensiones finales de envío y recepción ( $V_m = V_S = V_r = V$ ). El compensador de punto medio en efecto segmenta la línea de transmisión en dos partes independientes:[6]

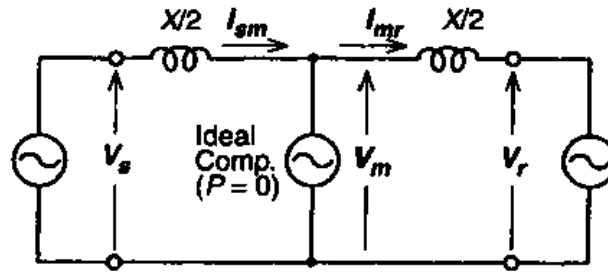


Figura 1. Sistema de potencia de dos máquinas con un compensador reactivo de punto medio ideal.[6]

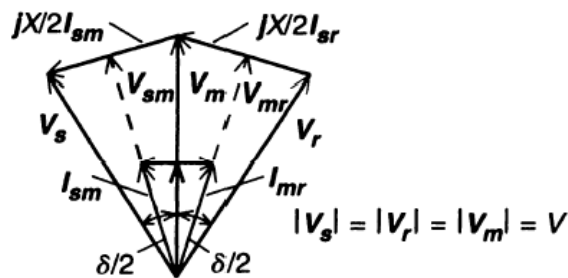


Figura 2. Diagrama de fasores correspondiente.[6]

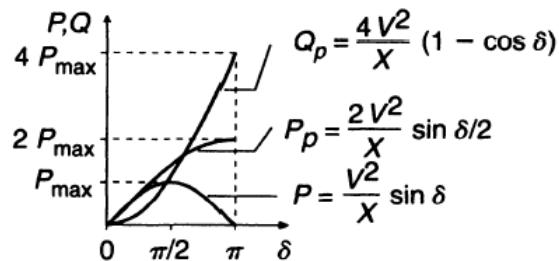


Figura 3. Característica de transmisión de potencia en función del ángulo que muestra la variación de la potencia real  $P_p$  y la salida de potencia reactiva del compensador  $Q_p$  con el ángulo  $\delta$ . [6]

El primer segmento, con una impedancia de  $X / 2$ , lleva la energía desde el extremo de envío al punto medio, y el segundo segmento, también con una impedancia de  $X / 2$ , lleva la energía desde el punto medio hasta el extremo de recepción. La relación entre los voltajes,  $V_s$ ,  $V_r$ ,  $V_m$  (junto con  $V_{sm}$ ,  $V_{mr}$ ), y las corrientes de segmento de línea  $I_{sm}$  e  $I_{mr}$ , se muestra en el diagrama de fasores en la Figura 2. Tenga en cuenta que el compensador VAR del punto medio intercambia solo la potencia reactiva con la línea de transmisión en este proceso. Para el sistema sin pérdidas asumidas, la potencia real es la misma en cada terminal (extremo de envío, punto medio y extremo de recepción) de la línea, y puede derivarse fácilmente del diagrama de fasores de la Fig. 1. [6]

Con

$$V_{sm} = V_{mr} = V \cos \frac{\delta}{4} \quad (1)$$

$$I_{sm} = I_{mr} = I = \frac{4V}{X} \sin \frac{\delta}{4} \quad (2)$$

la potencia transmitida es

$$P = V_{sm} I_{sm} = V_{mr} I_{mr} = V_m I_{sm} \cos \frac{\delta}{4} = VI \cos \frac{\delta}{4} \quad (3)$$

o

$$P = 2 \frac{V^2}{X} \sin \frac{\delta}{2} \quad (4)$$

Del mismo modo

$$Q = VI \sin \frac{\delta}{4} = \frac{4V^2}{X} \left(1 - \sin \frac{\delta}{2}\right) \quad (5)$$

La relación entre la potencia real  $P$ , la potencia reactiva  $Q$ , y el ángulo  $\delta$  para el caso de la compensación de la derivación ideal se muestra representada en la Figura 3. Se puede observar que la compensación de la derivación del punto medio puede aumentar significativamente la potencia de transmisión (duplicando su valor máximo) a expensas de una demanda de potencia reactiva en rápido aumento en el compensador del punto medio (y también en los generadores finales). También es evidente que para el sistema de una sola línea de la Figura 1, el punto medio de la línea de transmisión, es la mejor ubicación para el compensador. Esto se debe a que la caída de voltaje a lo largo de la línea de transmisión no compensada es la mayor en el punto medio. Además, la compensación en el punto medio divide la línea de transmisión en dos segmentos iguales para cada uno de los cuales la potencia máxima de transmisión es la misma. Para segmentos desiguales, la potencia de transmisión del segmento más largo determinaría claramente el límite de transmisión global. El concepto de segmentación de la línea de transmisión se puede expandir al uso de múltiples compensadores, ubicados en segmentos iguales de la línea de transmisión, como se ilustra para cuatro segmentos de línea en la Figura 4. Teóricamente, la potencia de transmisión se duplicaría con cada duplicación de los segmentos para la misma longitud total de línea. Además, con el aumento del número de segmentos, la variación de voltaje a lo largo de la línea disminuiría rápidamente, acercándose al caso ideal de perfil de voltaje constante. Debe apreciarse que tal compensación distribuida depende de la respuesta instantánea y la capacidad ilimitada de generación de VAR y de absorción de los compensadores de derivación empleados, que

tendrían que permanecer en sincronismo con la fase predominante de los voltajes del segmento y mantener la amplitud predefinida de la tensión de transmisión, independientemente de la variación de la carga. Sin embargo, un sistema de este tipo tendería a ser demasiado complejo y probablemente demasiado costoso para ser práctico, en particular si también se consideran los requisitos de estabilidad y confiabilidad en condiciones de contingencia apropiadas. [6]

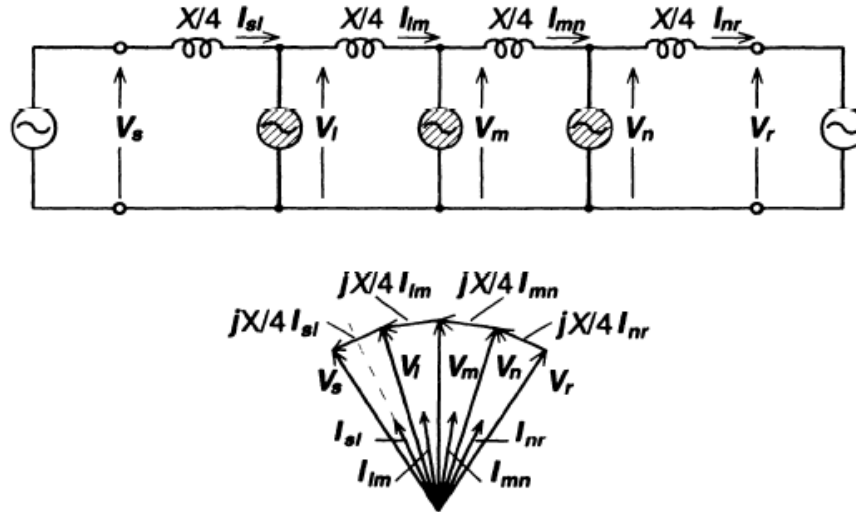


Figura 4. Sistema de dos máquinas con compensadores reactivos ideales que mantienen un perfil de voltaje de transmisión constante por segmentación de línea y diagrama de fasores asociado.[6]

### 1.1.3 Soporte de voltaje de final de línea para evitar la inestabilidad de voltaje

El soporte de voltaje de punto medio de un sistema de potencia de transmisión de dos máquinas discutido anteriormente puede extenderse fácilmente al caso más especial de transmisión radial. De hecho, si una carga pasiva, que consume energía  $P$  a voltaje  $V$ , está conectada al punto medio en lugar de la parte del extremo receptor del sistema (que comprende el generador del extremo receptor y el enlace de transmisión  $X/2$ ), el generador del extremo de envío con la impedancia  $X/2$  y la carga representaría un sistema radial simple. Claramente, sin compensación, el voltaje en el punto medio (que ahora es el extremo receptor) variaría con la carga (y el factor de potencia de carga). En la Figura 5, se muestra un sistema radial simple con reactancia de la línea de alimentación de  $X$  y la impedancia de carga  $z$ , junto con el voltaje normalizado del terminal  $V$ , frente a la gráfica de potencia  $P$  en diversos factores de potencia de carga, que van desde 0,8 retrasos hasta 0,9 en adelante. La "punta de la nariz" en cada gráfico dado para un factor de potencia específico representa la inestabilidad del voltaje correspondiente a la condición del sistema. Debe observarse que el límite de estabilidad del voltaje disminuye con las cargas inductivas y aumenta con las cargas capacitivas.[6]



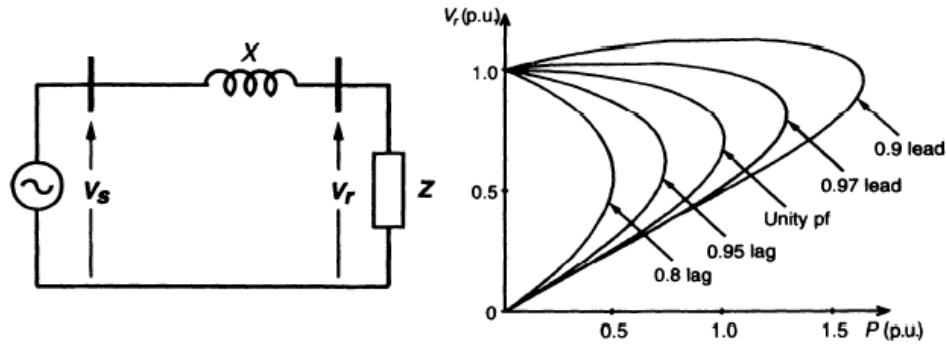


Figura 5. Variación del límite de estabilidad de voltaje de una línea radial con carga y factor de potencia de la carga.[6]

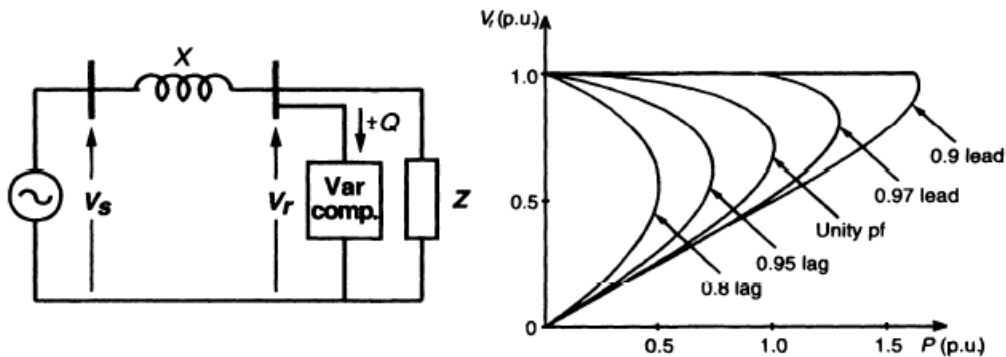


Figura 6. Extensión del límite de estabilidad de voltaje por compensación shunt reactiva.[6]

Las características inherentes del circuito de la estructura radial simple, y las gráficas de  $V_r$  en comparación con las gráficas de  $P$  mostradas, indican claramente que la compensación shunt reactiva puede aumentar de manera efectiva el límite de estabilidad de voltaje al suministrar la carga reactiva y regular la tensión terminal ( $V - V_r = 0$ ) como se ilustra en la figura 6. Es evidente que, para una línea radial, el final de la línea, donde se experimenta la mayor variación de voltaje, es la mejor ubicación para el compensador. (Recuerde que, por el contrario, el punto medio es la ubicación más efectiva para la conexión de dos buses del sistema de CA). La compensación shunt reactiva se usa a menudo en aplicaciones prácticas para regular el voltaje en un bus determinado contra las variaciones de carga, o para proporcionar soporte de voltaje para la carga cuando, debido a la generación o las interrupciones en la línea, la capacidad del sistema de envío-final se ve afectada. Un ejemplo frecuente es cuando una gran área de carga se suministra desde dos o más plantas de generación con líneas de transmisión independientes. (Esto sucede

con frecuencia cuando la energía generada localmente se vuelve inadecuada para abastecer un área de carga creciente y se importa energía adicional a través de un enlace de transmisión separado). La pérdida de una de las fuentes de energía podría aumentar repentinamente la demanda de carga en la parte restante del sistema, causando una fuerte depresión de voltaje que podría resultar en un colapso del voltaje final.[6]

#### 1.1.4 Mejora de la estabilidad transitoria

Como se vio en las secciones anteriores, la compensación shunt reactiva puede aumentar significativamente la potencia máxima de transmisión. Por lo tanto, es razonable esperar que, con controles adecuados y rápidos, la compensación shunt pueda cambiar el flujo de potencia en el sistema durante y después de las perturbaciones dinámicas para aumentar el límite de estabilidad transitoria y proporcionar una amortiguación efectiva de la oscilación de potencia. La eficacia potencial de la derivación (así como otras técnicas de compensación y control de flujo) en la mejora de la estabilidad transitoria se puede evaluar convenientemente mediante el criterio de área igual. El significado del criterio de área igual se explica con la ayuda de las dos máquinas simples (el extremo de recepción es un bus infinito), el sistema de dos líneas que se muestra en la Figura 7, y la curva P contra  $\delta$  correspondiente que se muestran en la Figura 7. Suponga que el sistema completo se caracteriza por la curva P versus  $\delta$  "a" y está operando en ángulo  $\delta_1$  y para transmitir la potencia  $P_1$  cuando ocurre una falla en el segmento de línea "1". Durante la falla, el sistema se caracteriza por la curva P versus  $\delta$  "b" y, por lo tanto, durante este período, la potencia eléctrica transmitida disminuye significativamente mientras que la potencia de entrada mecánica al generador de extremo de envío permanece sustancialmente constante correspondiente a  $P_1$ . [6]

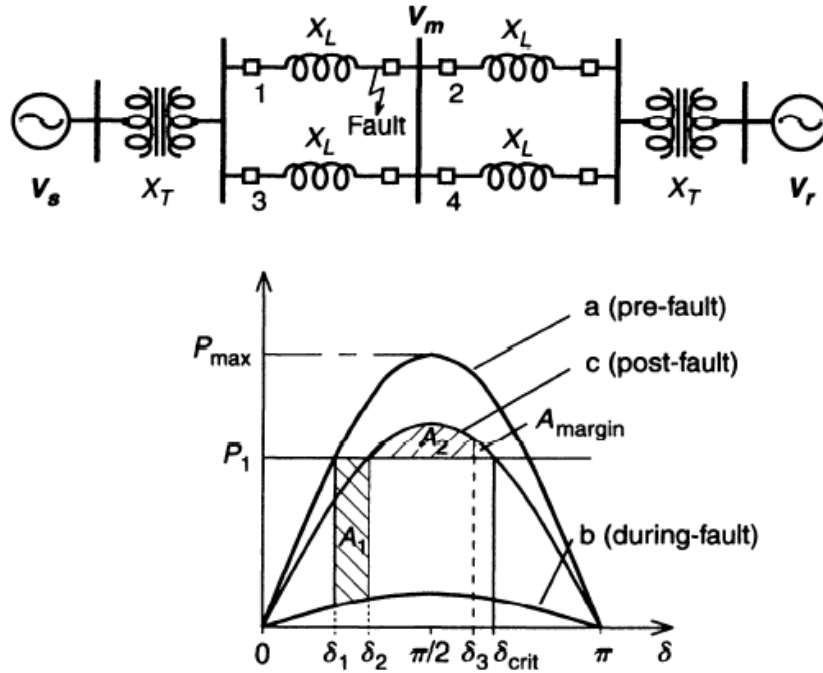


Figura 7. Ilustración del criterio de área igual para la estabilidad transitoria de un sistema de alimentación de dos máquinas y dos líneas.[6]

Como resultado, el generador acelera y el ángulo de transmisión aumenta de  $\delta_1$  a  $\delta_2$ , cuando los interruptores de protección desconectan el segmento de línea con falla "1" y el generador de extremo de envío absorbe energía de aceleración, representada por el área "A1". Después de la eliminación de fallas, sin segmento de línea "1" el sistema degradado se caracteriza por la curva P contra  $\delta$  "c". En el ángulo  $\delta_2$  en la curva "c", la potencia transmitida excede la potencia de entrada mecánica P y el generador del extremo de envío comienza a desacelerarse; sin embargo, el ángulo  $\delta$  aumenta aún más debido a la energía cinética almacenada en la máquina. El ángulo máximo alcanzado en  $\delta$ , donde la energía de desaceleración, representada por el área "A2", se vuelve igual a la energía de aceleración representada por el área "A1". El límite de estabilidad transitoria se alcanza en  $\delta_3 = \delta_{crit}$ , más allá de lo cual la energía de desaceleración no equilibraría la energía de aceleración y no se pudo restaurar el sincronismo entre el extremo de envío y el extremo de recepción. El área " $A_{margin}$ " entre  $\delta_3$  y  $\delta_{crit}$  representa el margen de estabilidad transitoria del sistema. A partir de la discusión general anterior, es evidente que la estabilidad transitoria, a un nivel de transmisión de energía y tiempo de resolución de fallas dados, está determinada por la curva característica P versus  $\delta$  del sistema post-falla. Dado que la compensación de la derivación adecuadamente controlada puede proporcionar un soporte de voltaje efectivo, puede aumentar la capacidad de transmisión del sistema posterior a la falla y, por lo tanto, mejorar la estabilidad transitoria. Para la comparación, el criterio de área de igualdad introducido anteriormente se aplica aquí (y en los capítulos siguientes) de una manera enormemente simplificada, con el supuesto de que el sistema

de una sola línea original que se muestra en la Figura 1 representa tanto el sistema previo al fallo como el posterior. (La impracticabilidad del sistema de línea única y la dudosa validez de este supuesto no tienen efecto en esta comparación cualitativa, pero mejoran considerablemente la claridad visual). Supongamos que este sistema de la Figura 1, con y sin el punto medio compensador, transmite la misma potencia de estado estable. Como suma, tanto los sistemas no compensados como los compensados están sujetos a la misma falla por el mismo período de tiempo. El comportamiento dinámico de estos sistemas es ilustrado en las figuras 8 y 9. Antes de la falla, ambos transmiten potencia  $P$  (el subíndice  $m$  significa "mecánico") en ángulos  $\delta_1$  y  $\delta_{p1}$ , respectivamente. Durante la falla, la potencia eléctrica transmitida (del sistema de línea única considerada) se convierte mientras la potencia de entrada mecánica a los generadores permanece constante ( $P_m$ ). Por lo tanto, el generador de extremo de envío acelera desde los ángulos de estado estacionario  $\delta_1$  y  $\delta_{p1}$  a ángulos  $\delta_2$  y  $\delta_{p2}$ , respectivamente, cuando la falla desaparece. Las energías aceleradoras están representadas por las áreas  $A_1$  y  $A_{p1}$ . [6]

Después de la eliminación de fallas, la potencia eléctrica transmitida excede la potencia de entrada mecánica y la máquina de extremo de envío se desacelera, pero la energía cinética acumulada aumenta aún más hasta que se logra un equilibrio entre las energías de aceleración y desaceleración, correspondientes a las áreas  $A_1$  y  $A_{p1}$  y  $A_2$  y  $A_{p2}$ , respectivamente, se alcanza en  $\delta_3$  y  $\delta_{p3}$ , representando las oscilaciones angulares máximas para los dos casos. Las áreas entre la curva  $P$  versus  $\delta$  y la línea  $P_m$  constante a lo largo de los intervalos definidos por los ángulos  $\delta_3$  y  $\delta_{crit}$ , y  $\delta_{p3}$  y  $\delta_{pcrit}$ , respectivamente, determinan el margen de estabilidad transitoria. es decir, la energía de desaceleración "no utilizada" y aún disponible. representado por las áreas  $A_{margin}$  y  $A_{pmargin}$ . La comparación de las Figuras 8 y 9 muestra claramente un aumento sustancial en el margen de estabilidad transitoria que la compensación ideal del punto medio con la salida VAR sin restricciones puede proporcionar mediante la segmentación efectiva de la línea de transmisión. Alternativamente, si el sistema no compensado tiene un margen de estabilidad transitoria suficiente, la compensación de la derivación puede aumentar considerablemente la potencia de transmisión sin disminuir este margen. En la discusión anterior, se supone que el compensador de la derivación es ideal. [6]

El adjetivo "ideal" aquí significa que la amplitud de la tensión del punto medio permanece constante todo el tiempo, excepto posiblemente durante fallas, y su ángulo de fase sigue las oscilaciones del ángulo del generador para que el compensador no esté involucrado en el intercambio de potencia real, pero si proporcionar continuamente la potencia reactiva necesaria. Como muestra la Figura 3, la demanda de potencia reactiva en el compensador del punto medio aumenta rápidamente a medida que aumenta la transmisión de potencia, alcanzando un valor máximo igual a cuatro por unidad en el límite máximo de transmisión de potencia real en estado estable de dos por unidad. [6]

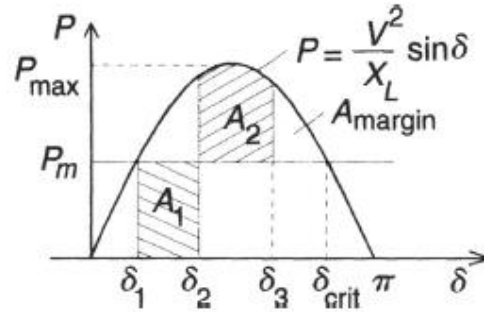


Figura 8. Criterio de área igual para ilustrar el margen de estabilidad transitoria para un sistema simple de dos máquinas sin compensación.[6]

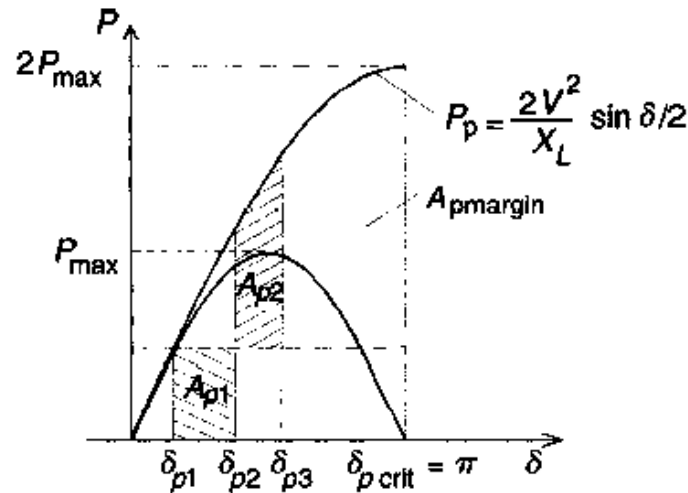


Figura 9. Criterio de área igual para ilustrar el margen de estabilidad transitoria para un sistema simple de dos máquinas con un compensador de punto medio ideal.[6]

Por razones económicas obvias, la producción máxima de VAR de un compensador shunt práctico es normalmente considerablemente menor que la requerida para una compensación total. Por lo tanto, un compensador práctico solo puede funcionar como ideal siempre y cuando la demanda variable de compensación no exceda su calificación. Por encima de su calificación máxima, el compensador se convierte en una impedancia reactiva constante o en una fuente de corriente reactiva constante, dependiendo del circuito de potencia empleado para la generación de potencia reactiva. La clasificación necesaria del compensador generalmente se determina mediante estudios de planificación para cumplir con los objetivos de flujo de potencia deseados con márgenes de estabilidad definidos bajo condiciones de contingencia específicas del sistema. En la explicación del criterio de área igual al comienzo de esta sección, se hizo una clara distinción entre el sistema de energía "pre-falla" y "post-falla". Es importante tener en cuenta que, desde el

punto de vista de la estabilidad transitoria y, por lo tanto, de la seguridad general del sistema, el sistema post-falla es el que cuenta. Es decir, los sistemas de energía normalmente están diseñados para ser transitoriamente estables con escenarios definidos de contingencia previa a la falla y degradación del sistema posterior a la falla, cuando la subyecancia (falla). Debido a esta filosofía de diseño (sonoro), la capacidad real de los sistemas de transmisión es considerablemente mayor que la que normalmente se utiliza. Por lo tanto, puede parecer técnicamente plausible (y económicamente inteligente) emplear técnicas de compensación de acción rápida, en lugar de técnicas generales de compensación.[6]

### 1.1.5 Amortiguación de la oscilación de potencia

En el caso de un sistema de potencia con baja amortiguación, cualquier perturbación menor puede hacer que el ángulo de la máquina oscile alrededor de su valor de estado estable a la frecuencia natural del sistema electromecánico total. La oscilación angular, por supuesto, da como resultado una oscilación de potencia correspondiente alrededor de la potencia de estado estable transmitida. La falta de una amortiguación suficiente puede ser un problema importante en algunos sistemas de energía y, en algunos casos, puede ser el factor limitante para la potencia de transmisión. Dado que la oscilación de potencia es un evento dinámico sostenido, es necesario variar la compensación de la derivación aplicada y, por lo tanto, el voltaje (punto medio) de la línea de transmisión, para contrarrestar los cambios de aceleración y desaceleración de la (s) máquina (s) perturbada (s). Es decir, cuando el generador oscilante de rotación acelera y tiene un ángulo de  $\delta$  incrementado ( $d\delta/dt > 0$ ), la potencia eléctrica transmitida debe aumentarse para compensar el exceso de potencia de entrada mecánica. A la inversa, cuando el generador se desacelera y el ángulo  $\delta$  disminuye ( $d\delta/dt < 0$ ), la potencia eléctrica debe disminuirse para equilibrar la potencia de entrada mecánica insuficiente. (Se supone que la potencia de entrada mecánica es esencialmente constante en el marco de tiempo de un ciclo de oscilación). Los requisitos de control de salida de VAR, y el proceso de amortiguación de la oscilación de potencia, se ilustran mediante las formas de onda en la Figura 10, 11 y 12. [6]

Las formas de onda en la Figura 10 muestran las oscilaciones no amortiguadas y amortiguadas del ángulo  $\delta$  alrededor del valor de estado estacionario. Las formas de onda en la Figura 11 muestran las oscilaciones no amortiguadas y amortiguadas de la energía eléctrica  $P$  alrededor del valor de estado estacionario  $P_0$  (La momentánea caída en la potencia mostrada al comienzo de la forma de onda representa una perturbación supuesta que inició la oscilación.) La forma de onda de la figura 12 muestra la salida de potencia reactiva  $Q_p$  del compensador VAR conectado por derivación. La salida capacitiva (positiva) del compensador aumenta la tensión del punto medio y, por lo tanto, la potencia transmitida cuando  $d\delta/dt > 0$ , y disminuye por esas razones  $d\delta/dt < 0$ . [6]

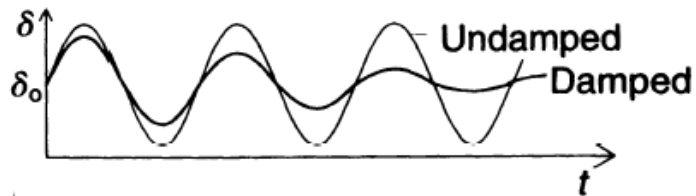


Figura 10. Formas de onda que ilustran la amortiguación de la oscilación de potencia por la compensación shunt reactiva: ángulo del generador.[6]

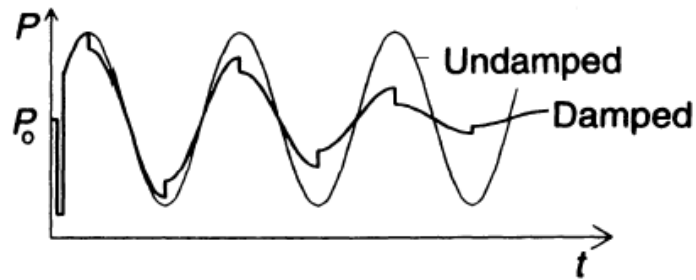


Figura 11. Formas de onda que ilustran la amortiguación de la oscilación de potencia por la compensación shunt reactiva: potencia transmitida.[6]

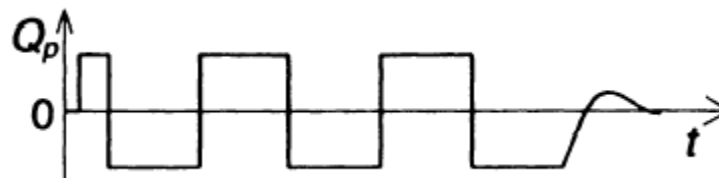


Figura 12. Formas de onda que ilustran la amortiguación de la oscilación de potencia por la compensación shunt reactiva: salida VAR del compensador shunt.[6]

Como muestra la ilustración, la salida VAR se controla de forma "bang-bang", la salida varía entre los valores mínimo y máximo). Este tipo de control generalmente se considera

el más efectivo, particularmente si se encuentran grandes oscilaciones. Sin embargo, para amortiguar oscilaciones de potencia relativamente pequeñas, puede preferirse una estrategia que varíe la salida controlada del compensador de forma continua, en simpatía con el ángulo o la potencia del generador.[6]

### **1.1.6 Resumen de los requisitos del compensador**

Los requisitos funcionales de los compensadores de derivación reactivos utilizados para aumentar la transmisión de energía, mejorar el voltaje y la estabilidad transitoria, y la amortiguación de la oscilación de la energía se pueden resumir de la siguiente manera:[6]

- El compensador debe permanecer en funcionamiento síncrono con el sistema de CA en el bus compensado en todas las condiciones de funcionamiento, incluidos en los principales trastornos. Si la tensión del bus se pierde temporalmente debido a fallas cercanas, el compensador debe poder recuperar el sincronismo inmediatamente en el momento de la eliminación de fallas. [6]
- El compensador debe ser capaz de regular el voltaje del bus para el soporte de voltaje y la mejora de la estabilidad de los transitorios, o controlarlo para la amortiguación de la oscilación de la potencia y la mejora de la estabilidad de los transitorios, con prioridad, según lo requieran las condiciones del sistema.[6]
- Para una línea de transmisión que conecta dos sistemas, la mejor ubicación para la compensación es en el medio, mientras que, para una alimentación radial a una carga, la mejor ubicación es en el extremo de la carga.[6]

### **1.1.7 Métodos de generación VAR controlable**

Por definición, los condensadores generan y los reactores (inductores) absorben la potencia reactiva cuando se conectan a una fuente de alimentación de CA. Se han utilizado con interruptores mecánicos para la generación y absorción de VAR controladas (gruesas) desde los primeros días de la transmisión de potencia de CA. La generación o absorción de VAR variable continua para la compensación dinámica del sistema fue proporcionada originalmente por máquinas síncronas giratorias sobre o subexcitadas y, posteriormente, por saturación de reactores junto con condensadores fijos. [6]

Desde principios de la década de 1970, se han empleado tiristores conmutados por línea de alta potencia junto con condensadores y reactores en diversas configuraciones de circuitos para producir una salida reactiva variable. En efecto, estos proporcionan una impedancia de derivación variable al conmutar de forma sincronizada los condensadores de derivación y / o los reactores "dentro" y "fuera" de la red. Usando el control de conmutación apropiado, la salida VAR puede controlarse continuamente desde una capacitiva máxima hasta una salida inductiva máxima a una tensión de bus determinada. Más recientemente, los tiristores de apagado de puerta y otros semiconductores de potencia con capacidad de apagado interno se han utilizado para conmutar circuitos de



convertidor para generar y absorber potencia reactiva sin el uso de condensadores de CA o reactores. Estos funcionan como compensadores sincrónicos ideales (condensadores), en los cuales se varía la magnitud de la tensión de CA generada internamente para controlar la salida de VAR. Todos los diferentes circuitos de alimentación de semiconductores, con su control interno que les permite producir una salida VAR proporcional a una referencia de entrada, se denominan colectivamente por la definición conjunta de IEEE y CIGRE, generadores de VAR estáticos (SVG). Por lo tanto, un compensador de VAR estático (SVC) es, por la co-definición IEEE CIGRE, un generador de VAR estático cuya salida se varía para mantener o controlar parámetros específicos (por ejemplo, voltaje, frecuencia) del sistema de energía eléctrica.[6]

Es importante que se aprecie la diferencia entre estos dos términos, generador de VAR estático y compensador de VAR estático, para comprender la estructura de este capítulo. Desde el punto de vista de una "caja negra", el generador de VAR estático es un dispositivo que funciona de forma autosuficiente y que extrae una corriente reactiva controlable de una fuente de alimentación alterna. La entrada de control al generador VAR puede ser arbitraria (dentro del rango de operación) que el SVG debe establecer en su salida. Por lo tanto, el generador de VAR estático se puede ver como un amplificador de potencia que reproduce fielmente la señal de referencia en el nivel de potencia deseado. El uso funcional del generador de VAR está claramente definido por la señal de referencia proporcionada. En consecuencia, de acuerdo con la definición de IEEE-CIGRE, un generador de VAR estático se convierte en un compensador de VAR estático cuando está equipado con controles externos (o sistema) especiales que derivan la referencia necesaria para su entrada, de los requisitos operativos y las variables predominantes de la potencia. Sistema, para ejecutar la compensación deseada de la línea de transmisión. Esto significa que diferentes tipos de generador de VAR pueden ser operados con el mismo control externo para proporcionar sustancialmente las mismas funciones de compensación. Evidentemente, el tipo y la estructura del generador VAR determinarán en última instancia las características operativas básicas (p. Ej., Tiempo de respuesta de salida de voltaje vs. VAR, generación de armónicos), mientras que las características externas controlan las capacidades funcionales (e.g., Regulación de voltaje, control de factor de potencia, amortiguación de la oscilación de potencia), del compensador estático de VAR.[6]

Los generadores de VAR estáticos modernos se basan en interruptores de semiconductores de alta potencia. Estos circuitos de picado determinan de manera inherente algunas de las estadísticas operativas importantes, como el voltaje aplicado frente a la corriente de salida reactiva obtenible, la generación de caracteres, la pérdida frente a la salida VAR y el tiempo de respuesta alcanzable, estableciendo límites para el rendimiento que se puede lograr con los controles externos, en última instancia también el del compensador estático VAR. [6]

Las siguientes dos secciones principales describen los principios de funcionamiento y las características de los dos tipos de generadores de VAR estática utilizados en la actualidad: los que emplean reactores controlados por tiristores con capacitores fijos y / o conmutados

por tiristores para realizar una impedancia reactiva variable y los que emplean un convertidor de potencia de conmutación para realizar una fuente de tensión sincronizada controlable. Las secciones subsiguientes tratan los requisitos de aplicación, la estructura y la operación del control externo, aplicables a ambos tipos de generadores de variante, que definen las capacidades funcionales y las políticas operativas del compensador bajo diferentes condiciones del sistema.[6]

## **1.2 Tipo de convertidor de conmutación de generadores de VAR (STATCOM)**

Los generadores de VAR estáticos discutidos en la sección anterior generan o absorben la potencia reactiva controlable (VAR) al conmutar sincrónicamente los bancos de condensadores y reactores dentro y fuera de la red. El objetivo de este enfoque es producir una impedancia de derivación reactiva variable que se puede ajustar (de forma continua o escalonada) para cumplir con los requisitos de compensación de la red de transmisión. Gyugyi en 1976 reveló la posibilidad de generar directamente potencia reactiva controlable, sin el uso de reactores o condensadores de CA, por parte de varios convertidores de potencia de conmutación. Estos convertidores (dc/ac o ac/ac) actúan como fuentes de tensión y corriente y produce energía reactiva esencialmente sin componentes de almacenamiento de energía reactiva haciendo circular la corriente alterna entre las fases del sistema de corriente alterna. Funcionalmente, desde el punto de vista de la generación de potencia reactiva, su funcionamiento es similar al de una máquina síncrona ideal cuya potencia reactiva varía según el control de excitación. Al igual que la máquina mecánica, también pueden intercambiar energía real con el sistema de CA si se suministran desde una fuente de energía adecuada, generalmente de CC. Debido a estas similitudes con un generador síncrono giratorio, se denominan generadores síncronos estáticos (SSG). Cuando se opera un SSG sin una fuente de energía, y con los controles apropiados para funcionar como un compensador reactivo conectado en derivación, se denomina, de manera análoga al compensador síncrono giratorio (condensador), un compensador estático síncrono (condensador) o STATCOM (STATCON).[6]

Todos los tipos de convertidores de conmutación dc a ac y ac a ac pueden generar potencia reactiva controlable. El primer grupo generalmente se denomina convertidores de CC a CA o simplemente a convertidores o ciclo-convertidores. La función normal de los convertidores es cambiar la potencia a CA y la de los cambiadores de frecuencia para cambiar la potencia CA de una frecuencia a la CA de otra frecuencia. Un convertidor de potencia de cualquier tipo consiste en una serie de interruptores de estado sólido que conectan los terminales de entrada a los terminales de salida. En consecuencia, un convertidor de potencia de conmutación no tiene almacenamiento interno de energía y, por lo tanto, la potencia de entrada instantánea debe ser igual a la potencia de salida instantánea. Además, la terminación de la entrada y la salida debe ser complementaria,

es decir, si la entrada está terminada por una fuente de voltaje (que puede ser una fuente de voltaje activa como una batería o una pasiva como un capacitor), entonces la salida debe ser terminada por una fuente de corriente (que en la práctica siempre significaría una fuente de voltaje con una impedancia de fuente inductiva o una impedancia inductiva pasiva) y viceversa. En el caso de convertidores dc a ac, los terminales de los terminales generalmente se consideran como "entrada" y, por lo tanto, los convertidores de fuente de voltaje y de fuente de corriente se distinguen según si estos se comparan con una fuente de voltaje (capacitor) o con una fuente de corriente (inductor). [6]

Los convertidores actualmente empleados en FACTS, los controladores son del tipo de fuente de voltaje, pero los convertidores de tipo de fuente de corriente también se pueden usar en el futuro. Las razones principales para la preferencia del convertidor de voltaje son: (1) Los convertidores de corriente requieren semiconductores de potencia con capacidad de bloqueo de voltaje bidireccional. Los semiconductores de alta potencia disponibles con capacidad de desactivación de compuerta (GTO, IGBT) no pueden bloquear el voltaje inverso en absoluto o solo pueden hacerlo con un efecto perjudicial sobre otros parámetros importantes (por ejemplo, mayores pérdidas de conducción). (2) La terminación de la fuente de corriente práctica del convertidor de terminales por un reactor cargado de corriente es mucho más deficiente que la terminación de la fuente de voltaje complementaria por un condensador cargado de voltaje. (3) El convertidor de corriente requiere una terminación de fuente de voltaje en los terminales de CA, generalmente en forma de un filtro capacitivo. El convertidor de fuente de voltaje requiere una terminación de la fuente de corriente en los terminales de CA que naturalmente es proporcionada por la inductancia de fuga del transformador de acoplamiento. (4) La terminación de la fuente de voltaje (es decir, un gran condensador) tiende a proporcionar una protección automática de los semiconductores de potencia contra los transitorios de voltaje de la línea de transmisión. Los convertidores de corriente pueden requerir una protección adicional contra sobretensión o una clasificación de voltaje más alta para los semiconductores. Sin embargo, los convertidores de fuente actual tienen una gran ventaja sobre su contraparte de fuente de voltaje en que son casi totalmente inmunes a los cortocircuitos de terminales debido a su limitación de corriente de salida inherente proporcionada por la fuente de corriente de CC. [6]

### **1.2.1 Principios básicos de funcionamiento.**

El principio básico de la generación de potencia reactiva mediante un convertidor de voltaje es similar al de la máquina síncrona giratoria convencional que se muestra esquemáticamente en la Figura 13. [6]

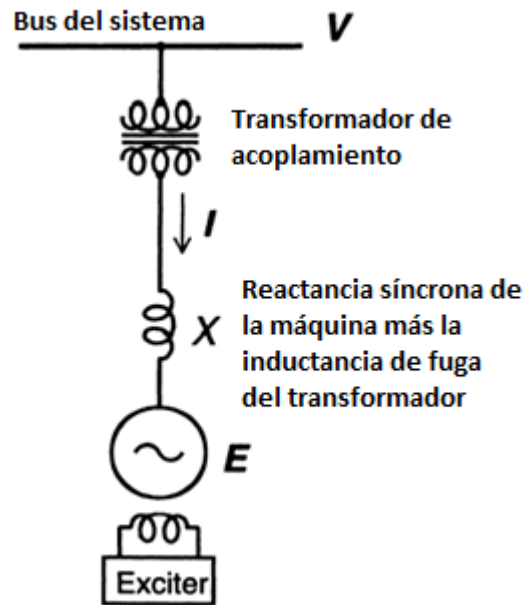


Figura 13. Generación de potencia reactiva por un compensador síncrono giratorio.[6]

Para el flujo de potencia puramente reactivo, las fuerzas electromotrices inducidas trifásicas (EMF), de la máquina rotativa síncrona están en fase con los voltajes del sistema. La corriente reactiva creada por el compensador síncrono está determinada por la magnitud de la tensión del sistema  $V$ , la de la tensión interna  $E$ , y la reactancia total del circuito (reactancia síncrona de la máquina, más reactancia de fuga del transformador, más la reactancia de cortocircuito del sistema)  $X$ : [6]

$$I = \frac{V-E}{X} \quad (6)$$

La potencia reactiva correspondiente  $Q$  intercambiada se puede expresar de la siguiente manera:

$$Q = \frac{1-\frac{E}{V}}{X} V^2 \quad (7)$$

Controlando la excitación de la máquina, y por lo tanto la amplitud  $E$  de su voltaje interno en relación con la amplitud  $V$  del voltaje del sistema, el flujo de potencia reactiva puede ser controlado. El aumento de  $E$  por encima de  $V$  (es decir, el funcionamiento sobreexcitado) da como resultado una corriente principal, es decir, la máquina es "vista" como un condensador por el sistema de CA. La disminución de  $E$  por debajo de  $V$  (es decir, la operación subexcitada) produce una corriente de retraso, es decir, la máquina es "vista" como un reactor (inductor) por el sistema de CA. Por supuesto, bajo cualquiera de las condiciones operativas, una pequeña cantidad de potencia real, por supuesto, fluye desde el sistema de CA a la máquina para suministrar sus pérdidas mecánicas y eléctricas. Tenga en cuenta que si la excitación de la máquina se controla de manera que la salida

reactiva correspondiente mantenga o varíe un parámetro específico del sistema de CA (Voltaje del bus), entonces la máquina (generador VAR de rotación) funciona como un compensador síncrono giratorio (condensador). El esquema básico del convertidor de fuente de alimentación para la generación de energía reactiva se muestra esquemáticamente, en forma de diagrama de una sola línea, en la Figura 14.[6]

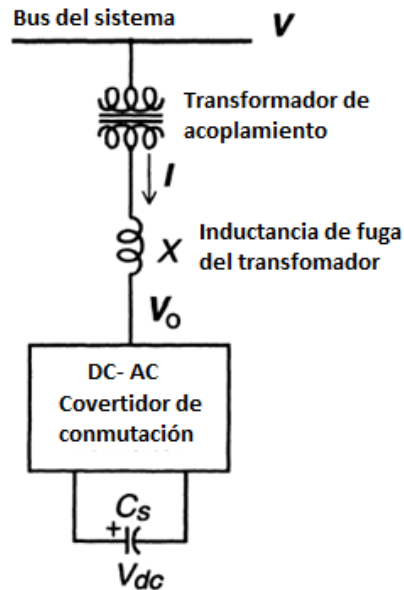


Figura 14. Generación de potencia reactiva por un convertidor de conmutación de fuente de voltaje.[6]

Desde la entrada de la fuente de voltaje, proporcionada por el capacitor  $C_s$  cargado, el convertidor produce un conjunto de voltajes de salida trifásicos controlables con la frecuencia del sistema de alimentación de CA. Cada voltaje de salida está en fase con, y acoplado a la tensión del sistema de ca correspondiente a través de una reactancia de enlace relativamente pequeña (0.1-0.15 p.u.) (que en la práctica es proporcionada por la inductancia de fuga por fase del transformador de acoplamiento). Al variar la amplitud de los voltajes de salida producidos, el intercambio de potencia reactiva entre el convertidor y el sistema de CA se puede controlar de una manera similar a la de la máquina síncrona giratoria. Para la tensión del sistema de CA, entonces la corriente fluye a través de la reactancia de enlace del convertidor al sistema de CA, y el convertidor genera energía reactiva (capacitiva) para el sistema de CA. Si la amplitud de la tensión de salida se reduce por debajo de la del sistema de CA, la corriente reactiva fluye desde el sistema de CA al convertidor, y el convertidor absorbe la potencia reactiva (inductiva). Si la amplitud de la tensión de salida es igual a la de la tensión del sistema de corriente alterna, el intercambio de potencia reactiva es cero. La tensión de salida trifásica es generada por un convertidor de corriente alterna de tensión operado desde un condensador de almacenamiento de energía. Todos los convertidores prácticos empleados hasta ahora en aplicaciones de transmisión reales están compuestos por varios convertidores elementales, es decir,

puentes H monofásicos, o puentes trifásicos, de dos niveles, de seis pulsos, o trifásicos, puentes de tres niveles y 12 pulsos, que se muestran en la Figura 15. Las válvulas utilizadas en los convertidores elementales generalmente comprenden un número (3 a 10) de semiconductores de potencia conectados en serie, por ejemplo, tiristores GTO con diodos inverso-paralelos (en el caso del puente monofásico, convertidores elementales completos en lugar de dispositivos de conmutación individuales pueden conectarse en serie en un circuito denominado "chain-link"). Cada convertidor elemental, produce una forma de onda de voltaje de salida modulada cuadrada o casi cuadrada o de ancho de pulso. Estas componentes de formas de onda de voltaje cambian de fase entre sí (o se hacen complementarios entre sí) y luego se combinan, usualmente con el uso de componentes magnéticos apropiados, para producir el voltaje de salida final del convertidor total. [6]

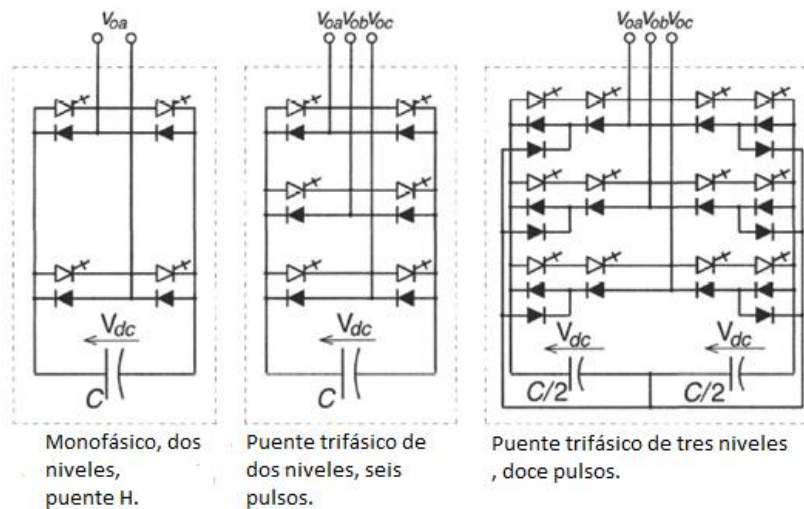


Figura 15. Esquemas básicos de convertidor utilizados para la generación de energía reactiva. [6]

Con la suficiente información en este diseño, este voltaje de salida final se puede hacer para aproximar una onda sinusoidal lo suficientemente cerca como para que no se requiera (o una cantidad muy pequeña) de filtrado. Por ejemplo, la Figura 16 muestra una forma de onda de voltaje de salida de 48 pulsos típica generada por las salidas combinadas de ocho convertidores de 12 niveles, seis pulsos o cuatro de tres niveles, 12 pulsos. [6]

El funcionamiento del convertidor de fuente de voltaje, utilizado como un generador de var estático controlable, puede explicarse sin considerar el funcionamiento detallado de las válvulas del convertidor según las leyes físicas básicas que rigen la relación entre las potencias de salida y entrada. La clave de esta explicación reside en el hecho físico de que, como en todos los convertidores de potencia de conmutación, la potencia instantánea neta en los terminales de salida de CA debe ser siempre igual a la potencia instantánea neta en los terminales de entrada (descuidando las pérdidas en los interruptores de semiconductores). [6]

Dado que el convertidor suministra solo potencia de salida reactiva (sus voltajes de salida se controlan para estar en fase con los voltajes del sistema de CA), la potencia de entrada real proporcionada por la fuente (capacitor cargado) debe ser cero (como la potencia instantánea total en el lado ac también es cero). Además, como la potencia reactiva a frecuencia cero (en el condensador de CC) por definición es cero, el condensador no participa en la generación reactiva. En otras palabras, el convertidor simplemente interconecta los tres terminales de alimentación de manera que las corrientes de salida reactiva puedan fluir libremente entre ellos. Al ver esto desde los terminales del sistema de corriente alterna, se podría decir que el convertidor establece un flujo de corriente circulante entre las fases con un intercambio de energía instantáneo neto nulo. La necesidad del condensador de almacenamiento se debe teóricamente a la igualdad estipulada anteriormente de la salida instantánea y las potencias de entrada. La forma de onda de voltaje de salida del convertidor dc a ac no es una onda sinusoidal perfecta. [6]

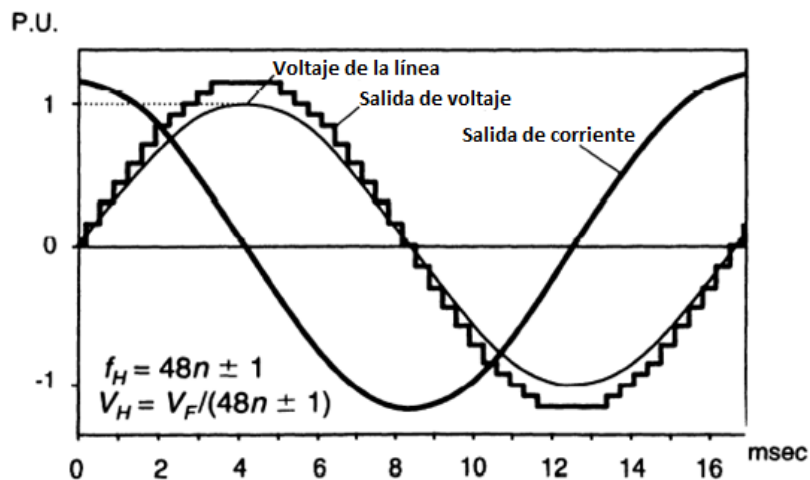


Figura 16. Voltaje de salida típico y forma de onda de corriente de un convertidor de 48 pulsos que genera energía reactiva.[6]

Por esta razón, la potencia de salida neta instantánea (VA) tiene un evento de componente fluctuante si las corrientes de salida del convertidor eran ondas sinusoidales puras (condición que se aproxima bastante a los sistemas prácticos). Por lo tanto, para no violar la igualdad de salida instantánea y las potencias de entrada, el convertidor debe extraer una corriente fluctuante ("ondulación") del condensador de almacenamiento que proporciona una terminación de voltaje constante en la entrada. [6]

La presencia de la corriente de ondulación de entrada, por lo tanto, los componentes se deben enteramente a la ondulación de los componentes de la tensión de salida, que son una función del método de fabricación de la forma de onda de salida utilizado. En un generador de var práctico, como se explicó anteriormente, los convertidores de dos o tres niveles no reunirían requisitos armónicos prácticos para la tensión de salida o para la corriente de entrada (condensador de CC). Sin embargo, combinando varios de estos convertidores básicos en una estructura de múltiples pulsos (y / o utilizando la modulación

de ancho de pulso apropiada-PWM u otra técnica), la distorsión de la tensión de salida y la corriente de rizado del condensador pueden reducirse teóricamente a cualquier grado deseado. Por lo tanto, un generador estático (VAR), que emplea un convertidor perfecto de fuente de tensión produciría voltajes de salida sinusoidales, extraería corrientes reactivas sinusoidales del sistema de corriente alterna y cero corrientes de entrada del condensador. En la práctica, debido al desequilibrio del sistema y otras imperfecciones (que podrían aumentar considerablemente la fluctuación de la alimentación de CA), así como a las restricciones económicas, estas condiciones ideales no se logran, pero se pueden aproximar de manera bastante satisfactoria mediante estructuras de convertidor y técnicas apropiadas de conformación de ondas, de modo que el tamaño del condensador en aplicaciones de transmisión normal sigue siendo relativamente pequeño.[6]

En un convertidor práctico, los interruptores de semiconductores no tienen pérdidas, y por lo tanto la energía almacenada en el condensador de CC se agotaría por las pérdidas internas. Sin embargo, estas pérdidas pueden suministrarse desde el sistema de CA haciendo que los voltajes de salida del convertidor queden por debajo de los voltajes del sistema de CA en un ángulo pequeño. De esta manera, el convertidor absorbe una pequeña cantidad de energía real del sistema de CA para reponer sus pérdidas internas y mantener el voltaje del capacitor en el nivel deseado. El mecanismo de ajuste del ángulo de fase también se puede utilizar para controlar la generación o absorción de VAR aumentando o disminuyendo la tensión del condensador y, por lo tanto, la amplitud de la tensión de salida producida por el convertidor. (Recuerde que la diferencia de amplitud entre la tensión de salida del convertidor y la tensión del sistema de corriente alterna determina completamente la magnitud y la dirección del flujo de corriente reactiva, y por lo tanto la generación de VAR o la absorción producida). El capacitor de CC también tiene una función vital, incluso en el caso de un convertidor perfecto, al establecer el balance de energía necesario entre la entrada y la salida durante los cambios dinámicos de la salida VAR. Por supuesto, también es posible equipar el convertidor con una fuente (por ejemplo, una batería) o con un dispositivo de almacenamiento de energía de capacidad significativa (por ejemplo, un gran condensador o un imán superconductor). [6]

En este caso, el convertidor puede controlar el intercambio de energía tanto reactivo como real con el sistema de CA, y así puede funcionar un generador síncrono estático. La capacidad de controlar el intercambio de energía real y reactiva es una característica importante que se puede usar de manera efectiva en aplicaciones que requieren atenuación de la oscilación de la energía, nivelando la demanda de energía pico y proporcionando energía ininterrumpida para cargas críticas. Esta capacidad es exclusiva del generador de conmutación y la distingue fundamentalmente de su contraparte convencional controlada por tiristores.[6]

### **1.2.2 Enfoques básicos de control**

Un convertidor de generador estático (VAR) comprende un gran número de interruptores de potencia de semiconductores controlados por compuerta (tiristores GTO). Los



comandos de activación de estos dispositivos son generados por el control del convertidor interno (que es parte del propio generador de VAR) en respuesta a la demanda de señales de referencia de potencia reactiva y / o real. Las señales de referencia son proporcionadas por el control externo o del sistema, desde las instrucciones del operador y las variables del sistema, que determinan el funcionamiento funcional del STATCOM. [6]

El control interno es una parte integral del convertidor. Su función principal es operar los interruptores de potencia del convertidor para generar una forma de onda de voltaje de salida fundamental con la magnitud y el ángulo de fase exigidos en sincronización con el sistema de CA. De esta manera, el convertidor de potencia con el control interno se puede ver como una fuente de voltaje sinusoidal y sincrónica detrás de un reactor de enlace (proporcionado por la inductancia de fuga del transformador de acoplamiento), cuya amplitud y ángulo de fase son controlados por el externo (STATCOM sistema) control a través de la (s) señal (es) de referencia apropiada (s). Hay muchas tareas que el control interno ejecuta al operar los interruptores de alimentación del convertidor que no son importantes desde el punto de vista de la aplicación. [6]

Estos se relacionan principalmente con mantener los semiconductores de potencia individuales dentro de sus límites máximos de voltaje y corriente, y de otro modo, para mantener el funcionamiento seguro del convertidor en todas las condiciones del sistema. La función principal del control interno, como se indicó anteriormente, es operar la alimentación del convertidor para producir una forma de onda de voltaje de salida síncrona que fuerza el intercambio de potencia reactivo (y real) requerido para la compensación. Como se ilustra esquemáticamente en la Figura 17, el control interno logra esto al calcular la magnitud y el ángulo de fase del voltaje de salida requerido de  $I_{QRef}$  (e  $I_{pRet}$ ) proporcionado por el control externo y generando un conjunto de formas de onda de temporización coordinadas ("patrón de activación"), que determina los períodos de encendido y apagado de cada interruptor en el convertidor correspondiente a la tensión de salida deseada. Estas formas de onda de sincronización tienen una relación de fase definida entre ellas, determinada por el número de impulsos del convertidor, el método utilizado para construir la forma de onda de voltaje de salida y la relación de fase angular requerida entre las tres salidas (normalmente 120 grados).[6]

La magnitud y el ángulo de la tensión de salida son aquellos parámetros internos que determinan la corriente real y reactiva de la que extrae el convertidor y, por lo tanto, la potencia real y reactiva que intercambia con el sistema de corriente alterna. Si el convertidor está restringido para el intercambio de potencia reactiva, es decir, se opera estrictamente como un generador de VAR estático, entonces la entrada de referencia al control interno es la corriente reactiva requerida. A partir de esto, el control interno obtiene la magnitud y el ángulo necesarios para que la tensión de salida del convertidor establezca la tensión requerida en el condensador, ya que la magnitud de la tensión de salida de CA es directamente proporcional a la CC del capacitor.[6]

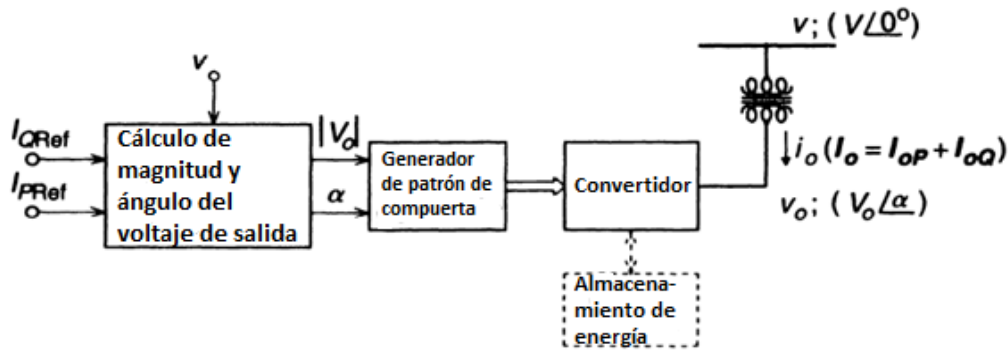


Figura 17. Principales funciones del control interno del convertidor.[6]

Debido a esta proporcionalidad, la corriente de salida reactiva, como un enfoque, puede controlarse indirectamente a través del control del voltaje del condensador (que a su vez está controlado por el ángulo del voltaje de salida) o, como otro enfoque, directamente por el control de voltaje interno Mecanismo (PWM) del convertidor, en cuyo caso el voltaje se mantiene constante (por el control del ángulo). Estos dos enfoques básicos del voltaje de salida y, por lo tanto, del control VAR se ilustran en las Figuras 18 y 19 para un convertidor de dos niveles asumido (control "indirecto") y para un control "directo" del convertidor de tres niveles, respectivamente. Tenga en cuenta que, si el convertidor está equipado con un dispositivo de almacenamiento de energía, entonces el control interno puede aceptar una referencia de corriente real adicional, que controlaría el ángulo de la tensión de salida para establecer un componente real de la corriente en la salida como lo exige esta referencia. Desde el punto de vista de la "caja negra", el generador de VAR estático basado en convertidor se puede ver como una fuente de voltaje síncrono que se puede controlar para generar una corriente capacitiva o inductiva hasta un valor máximo determinado por su calificación de MVA. Es importante tener en cuenta que la corriente reactiva máxima se puede mantener incluso si la tensión del sistema se reduce significativamente de su valor nominal. En la Figura 20 se muestra un diagrama de bloques simplificado del control interno para la compensación puramente reactiva, basado en el enfoque indirecto del control de voltaje del capacitor de CC como se ilustra en la Figura 18. Las entradas al control interno son: la tensión del bus del sistema de CA,  $V$ , la corriente de salida del convertidor,  $i_o$ , y la referencia de corriente reactiva,  $I_{QRef}$ . El voltaje  $V$  opera un bucle de bloqueo de fase que proporciona la señal de sincronización básica, ángulo  $0$ . La corriente de salida,  $i_o$ , se descompone en sus componentes reactivos y reales, y la magnitud del componente de corriente reactiva,  $I_{oQ}$ , se compara con el Referencia de corriente reactiva,  $I_{QRef}$ . [6]

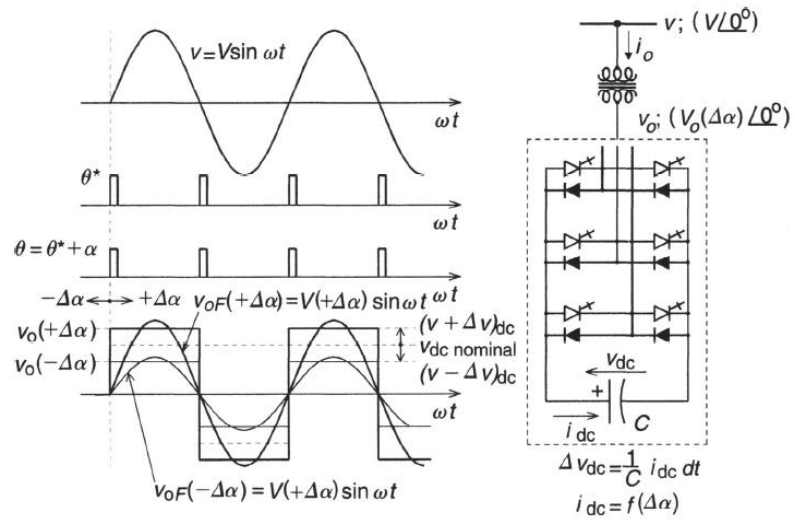


Figura 18. Control de la tensión de salida "Indirecto" variando la tensión del condensador de CC a través del cambio de fase temporal de la tensión de salida.[6]

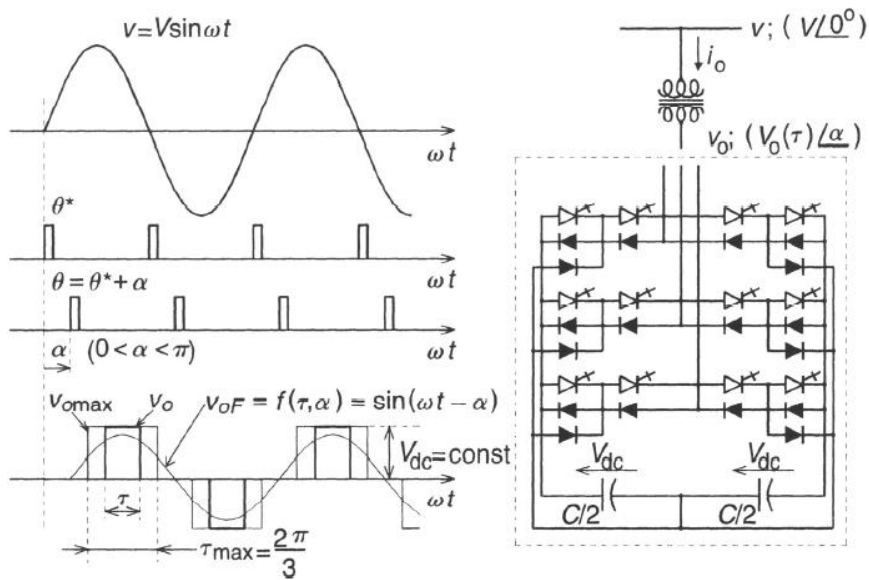


Figura 19. Control de voltaje de salida "directo" por la variación de los intervalos de punto medio (nivel cero) de un convertidor de tres niveles.[6]

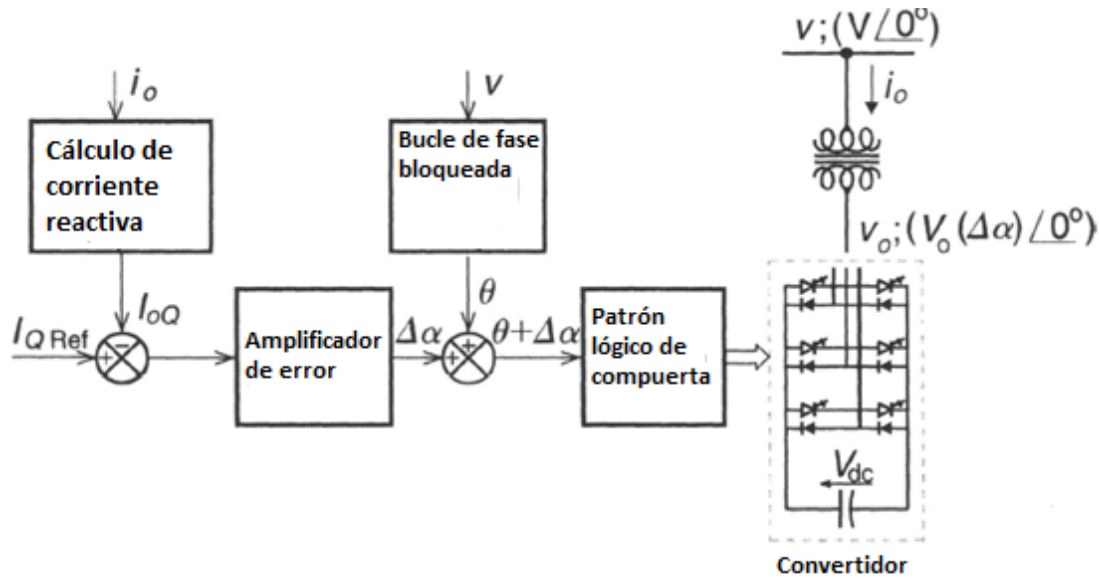


Figura 20. Esquema de control básico para el generador de VAR de convertidor de fuente de tensión que controla la salida reactiva por la variación de la tensión del condensador de cc (control de tensión de salida "indirecta").[6]

El error así obtenido proporciona, después de una amplificación adecuada, el ángulo  $\alpha$ , que define el cambio de fase necesario entre la salida de voltaje del convertidor y el voltaje del sistema de CA necesario para cargar (o descargar) el condensador de almacenamiento al nivel de voltaje requerido. Por consiguiente, el ángulo  $\alpha$  se suma a  $\Theta$  para proporcionar el ángulo  $\alpha + \Theta$ , que representa la señal de sincronización deseada para que el indicador satisfaga la referencia de corriente reactiva. El ángulo  $\alpha + \Theta$  opera la lógica del patrón de la puerta (que puede ser una tabla de consulta digital) que proporciona las señales lógicas del controlador de la puerta para operar los interruptores de alimentación del convertidor. [6]

En la Figura 21 se muestra un diagrama de bloques simplificado del control interno para un convertidor con capacidad de control de voltaje interno, como el convertidor de tres niveles ilustrado en la Figura 19. Las señales de entrada son nuevamente la tensión del bus,  $v$ , la corriente de salida del convertidor,  $i_o$ , y la referencia de la corriente reactiva,  $I_{QRef}$ , más la referencia de la tensión de CC,  $V_{dc}$ . Esta referencia de tensión dc determina la potencia real que el convertidor debe absorber del sistema de CA para abastecer sus pérdidas internas. Como lo ilustra el diagrama de bloques, la corriente de salida del convertidor se descompone en componentes de corriente reactiva y real. Estas componentes se comparan con la referencia de corriente reactiva externa (determinada a partir de los requisitos de compensación) y la referencia de corriente real derivada del bucle de regulación de voltaje. Después de la amplificación adecuada, las señales de error de corriente real y reactiva se convierten en la magnitud y el ángulo de la tensión de salida deseada del convertidor, a partir de la cual se derivan las señales de activación de puerta adecuadas, en relación adecuada con la referencia de fase proporcionada por el bucle de bloqueo de fase. Tenga en cuenta que este esquema de control interno podría operar el

convertidor con un almacenamiento de energía de alimentación de CC como un generador síncrono estático. En este caso, la referencia de corriente real interna se sumaría a una referencia de corriente real provista externamente que indicaría el intercambio de potencia real deseado (positivo o negativo) con el sistema de CA. Las referencias de corriente real interna y externa combinadas (para pérdidas del convertidor y compensación de potencia activa), junto con la demanda de corriente reactiva prevaleciente, determinarían la magnitud y el ángulo de la tensión de salida generada y, por lo tanto, la potencia real y reactiva intercambiada con el sistema de CA.[6]

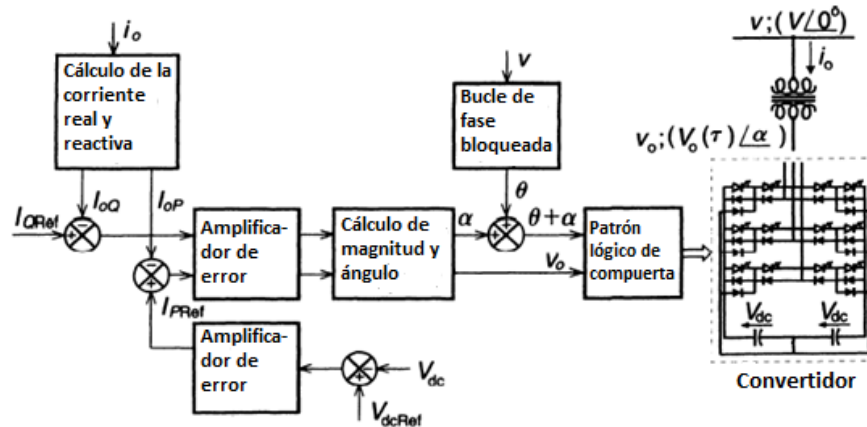


Figura 21. Esquema de control básico para el generador de VAR de convertidor de fuente de voltaje que controla la salida reactiva mediante el control de voltaje interno (magnitud y ángulo) a un voltaje de condensador de cc sostenido (control de voltaje de salida "directo").[6]

Desde el punto de vista de la "caja negra", el generador de VAR tipo convertidor de voltaje puede considerarse como una fuente de voltaje síncrono que extraerá la corriente reactiva del sistema de CA de acuerdo con una referencia externa que puede variar en un rango definido entre el mismo capacitivo y máximos inductivos, independientes de la tensión del sistema de corriente alterna. El área de operación V-I de este generador de VAR está limitada solo por el voltaje máximo y los valores nominales de corriente del convertidor, como se ilustra en la Figura 21 (Tenga en cuenta que también habría un voltaje bajo, alrededor de 0.2 pu- límite en el cual el convertidor aún estaría capaz de absorber la potencia real necesaria del sistema de CA para suplir sus pérdidas operativas).[6]

La respuesta dinámica de este tipo de generador de VAR, debido a su retraso de transporte casi insignificante, es generalmente mucho más rápida (alrededor de un orden de magnitud) que la que se puede lograr con sus contrapartes de impedancia variable (FC-TCR y TSC-TCR). Hay varias razones para esto, la razón principal es que los instantes de encendido y apagado de los semiconductores (GTO) utilizados en el convertidor y, por lo tanto, los bordes de inicio y final de la forma de onda producida por el convertidor, pueden controlarse, mientras que solo el encendido de los instantes de los tiristores en los bancos TCR y TSC, y por lo tanto solo el borde de inicio de la forma de onda actual que dibujan, son controlables. (En el caso del TSC, incluso el encendido está restringido a un solo instante en cada ciclo). La capacidad de encendido y apagado de los semiconductores

también facilita los modos de operación opcionales para el convertidor, por ejemplo, ancho de pulso Modulación, "muestras" de forma de onda, construcción de forma de onda multinivel, que no es posible con los TCR y TSC naturalmente conmutados. Otra razón importante es que solo un cambio de aproximadamente el 15% en la magnitud de la tensión de salida del convertidor cambia la corriente de salida reactiva al 100%. (Para lograr esto, el TCR y el TSC deben transitar de pleno a apagado, o viceversa.) Además, el generador de VAR basado en convertidor también tiene la capacidad única de aumentar o disminuir el voltaje del capacitor de CC (y por lo tanto la magnitud de las tres fases del voltaje de salida) por un solo disparo "de intercambio de energía real de corta duración con el sistema de CA, además de usar su control de voltaje interno. También es útil que para las aplicaciones de transmisión de alta potencia los convertidores de voltaje por una variedad de razones técnicas y económicas son de construcción multipulso (24 o superior), que debido a las razones anteriores (el gran efecto del pequeño cambio de voltaje en la corriente de salida reactiva), también puede contribuir significativamente a la mejora de los resultados de tiempo de respuesta. (Los generadores de VAR. Basados en TCR / TSC, también por razones económicas y técnicas, suelen ser de seis pulsos, o en ocasiones de una estructura de 12 pulsos. Pero incluso si el número de pulsos de estos se incrementara, la mejora en el tiempo de respuesta sería marginal porque el retraso de transporte total máximo del generador de VAR TCR / TSC no cambia significativamente con el número de impulsos.) [6]

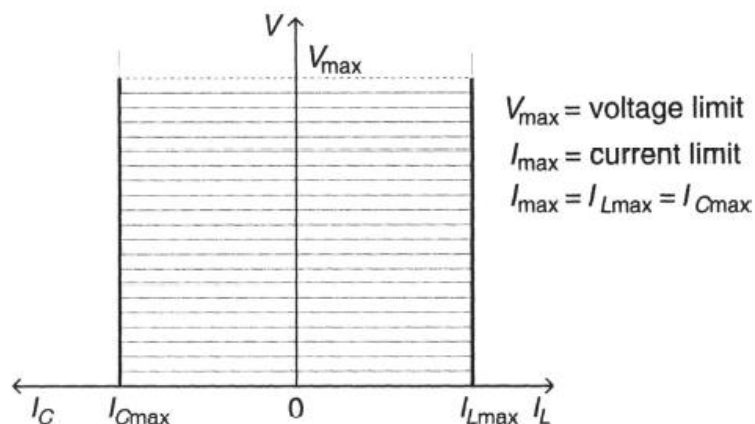


Figura 22. Área de operación V-I del generador de VAR de convertidor de fuente de voltaje.[6]

El tiempo de respuesta es muy rápido, alcanzable por el generador convertidor de VAR, generalmente no se requiere para la compensación de la línea de transmisión. Sin embargo, como se verá, el pequeño retraso de transporte permite un ancho de banda de bucle cerrado de frecuencia amplia, lo que proporciona un funcionamiento estable para el STATCOM en una variación mucho más amplia de la impedancia del sistema de CA que la SVC. La característica de pérdida contra corriente de salida reactiva de un convertidor de voltaje real de 100 MVA 48 pulsos, operado como STATCOM, se muestra en la Figura 23. [6]

La pérdida total es la suma de las pérdidas consumidas por los ocho convertidores de dos niveles de seis pulsos constituyentes de la disposición multipulso, por el transformador de acoplamiento principal y por los magnéticos de interfaz utilizados para combinar los voltajes de salida de los convertidores constituyentes. [6]

Las pérdidas del convertidor se deben a la conducción del semiconductor y las pérdidas de conmutación, así como a las pérdidas "snubber" (consumidas por los circuitos limitadores  $dv/dt$  y  $di/dt$ ). Estas pérdidas dependen en gran medida de las características de los semiconductores de potencia que se emplean en el convertidor y del número de conmutaciones que deben ejecutar durante cada ciclo fundamental. La característica de pérdida mostrada es válida para un convertidor basado en GTO, que emplea dispositivos con un voltaje nominal de 4.5 kV y una capacidad de corriente de apagado máxima de 4 kA, operada a una frecuencia de conmutación de 60 Hz con un condensador de seguridad de 6  $\mu$ F. Debido a la baja frecuencia de conmutación, solo alrededor de un tercio de las pérdidas del convertidor se debe a pérdidas de conmutación (semiconductor + amortiguador), los otros dos tercios se deben a pérdidas de conducción. [6]

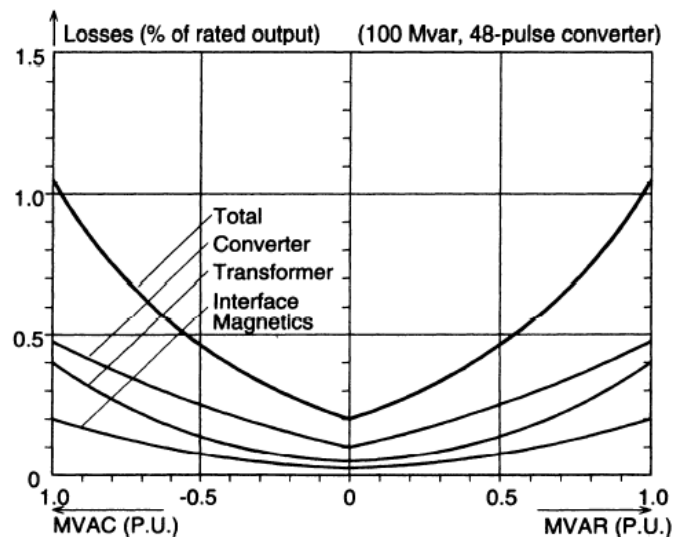


Figura 23. Característica de pérdida frente a la salida VAR de un generador estático con convertidor de fuente de voltaje de 48 pulsos  $\pm$  100Mvar.[6]

Las pérdidas magnéticas totales se deben al transformador de acoplamiento principal y a los magnéticos de interfaz. Las principales pérdidas del transformador son, por supuesto, inevitables en aplicaciones de alto voltaje. Las pérdidas del magnetismo de la interfaz dependen de la estructura del convertidor y del modo de operación empleados.[6]

La característica de pérdida anterior da una indicación de las restricciones impuestas sobre el diseño de un convertidor de alta potencia. La aplicación de PWM permitiría simplificar el magnetismo de la interfaz. Sin embargo, la impracticabilidad de usar la modulación de ancho de pulso para mejorar el espectro de frecuencia del convertidor básico con los semiconductores actualmente disponibles es evidente a partir de los datos anteriores, la

eliminación de cada armónico de la forma de onda de salida requeriría una "muesca" en la forma de onda. Así, por ejemplo, la eliminación de los armónicos quinto y séptimo aumentaría la velocidad de conmutación de los semiconductores de potencia en un factor de tres. Esto significaría que, en el convertidor de 100 MVA considerado anteriormente, las pérdidas (sin incluir el magnetismo) aumentarían en aproximadamente un 65% (con un aumento correspondiente en los requisitos de refrigeración) y las pérdidas totales de instalación aumentarían en aproximadamente un 30%. Hay esfuerzos de desarrollo en curso para mejorar las características de conmutación de los tiristores GTO y para diseñar un método simple y confiable para recuperar (en el condensador de almacenamiento) la energía almacenada en el condensador de protección en cada apagado. Los resultados de estos esfuerzos permitirían la aplicación de técnicas de PWM limitadas, que requieren solo modestas frecuencias de conmutación y apuntan a la eliminación de armónicos específicos (como el 5 y el 7) de la forma de onda del voltaje de salida. También se están realizando importantes esfuerzos paralelos en el desarrollo de un nuevo tipo de dispositivos de conmutación de semiconductores que estarían libres de la limitación de conmutación del tiristor GTO. Dichos dispositivos son una nueva generación de tiristores de desactivación de MOS (MTO) de alta potencia, tiristores de desactivación de emisores (ETO), tiristores conmutados de puerta integrada (IGCT), transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs) y tiristores controlados por MOS (MCTs). Estos dispositivos, en principio, permitirían un aumento de la frecuencia de conmutación y, posiblemente, la eliminación de armónicos de la forma de onda de salida al menos hasta el 13, sin ningún circuito de recuperación de energía. Sin embargo, el PWM con alta frecuencia de conmutación para los convertidores de alta potencia puede seguir siendo un desafío durante algunos años debido a los problemas asociados con la energía atrapada almacenada en la inductancia de fuga de la estructura del convertidor, ya que aparece una tensión transitoria asociada a través de los interruptores de semiconductores de apertura, filtrado del componente portador de alta frecuencia y alta energía y, en general, la contención de ruido eléctrico de alta frecuencia y alto nivel.[6]

En general, incluso en el estado actual de la técnica, la característica de pérdida versus salida reactiva, así como las pérdidas operativas reales, de un generador de VAR basado en convertidor son comparables a las que se pueden lograr con su contraparte convencional que emplea tanto reactores controlados por tiristores como tiristores. Condensadores conmutados. Con GTO más avanzados y otros semiconductores de potencia actualmente en desarrollo, y con la acertada combinación de multipulso, PWM y otras técnicas de modelado de ondas (por ejemplo, multinivel), se espera que se reduzcan aún más la complejidad de la estructura magnética y las pérdidas globales del convertidor en el futuro.[6]

### **1.3 Topologías de los D-STATCOM**

Clasificación de las topologías basadas en las diversas topologías de VSI (Inversor de fuente de voltaje) D-STATCOM se clasifica de la siguiente manera:[7]



### 1.3.1 D-STATCOM trifásico trifilar

Los DSTATCOM trifásicos de tres cables se utilizan para compensar la carga del consumidor mejorando la calidad de la energía en los sistemas de distribución trifásico de tres hilos. La topología de puente completo trifásico se muestra en la figura 24. Para esta topología, la suma de la corriente a través de sus tres tramos debe ser cero. La compensación por la corriente de secuencia cero que podría estar en la carga no será posible, ni puede eliminar cualquier corriente de CC que fluye a la fuente desde la carga. Esto dará lugar a la distorsión en la corriente de origen.[7]

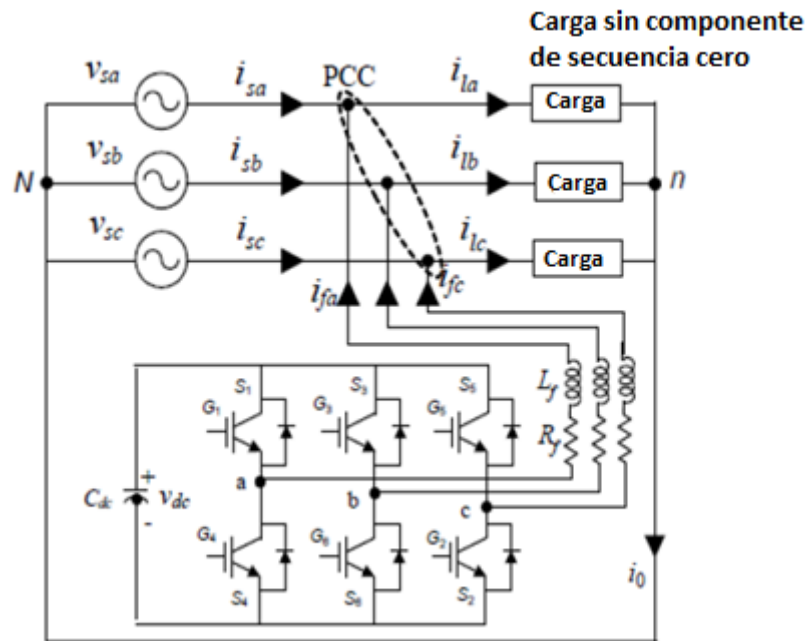


Figura 24. La topología trifásica de puente completo.[7]

Los DSTATCOM trifásicos de tres hilos se utilizan para mejorar la calidad de la energía en el sistema de distribución trifásico de tres cables para la compensación de las cargas de los consumidores.[8]

### 1.3.2 Topología VSI puente H

Contiene tres puentes VSI que están conectados a un condensador de almacenamiento común. En esta figura cada interruptor representa un dispositivo semiconductor de potencia y una combinación de diodo antiparalelo. Cada VSI está conectado a la red a través de un transformador. Seis terminales de salida del transformador están conectados en estrella. Estos seis terminales también se pueden conectar en delta para compensar una carga delta conectada. En este caso, cada transformador se conecta en paralelo con la carga correspondiente. El propósito de incluir el transformador es proporcionar aislamiento entre las patas del inversor, lo que evita que el condensador de

almacenamiento se ponga en cortocircuito a través de interruptores en diferentes inversores. El inductor  $L_f$  en esta figura representa la inductancia de fuga de cada transformador y la inductancia externa adicional. La pérdida de cobre del transformador de conexión está representada por una resistencia  $R_f$ , pero debido a la presencia de transformadores de aislamiento, esta topología, sin embargo, no es adecuado para la compensación de las corrientes de carga que contienen componentes dc.[7]

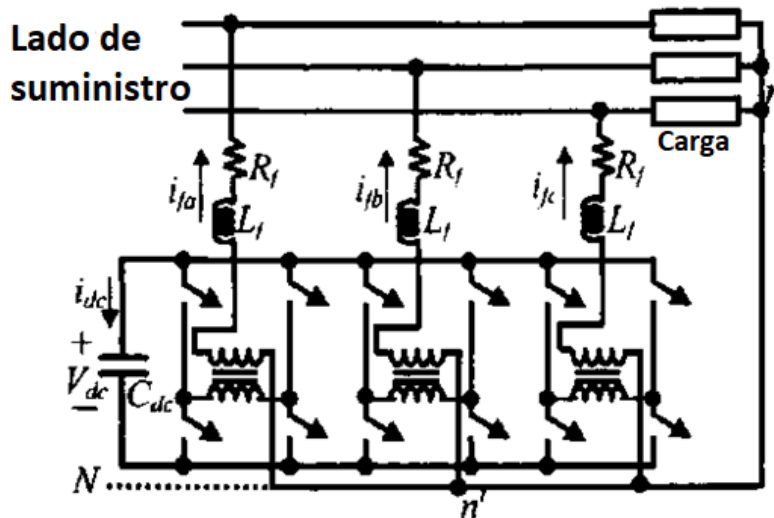


Figura 25. La topología del puente H en la que se suministran tres VSI desde un condensador de almacenamiento común.[7]

### 1.3.3 Topología VSI trifásica de sujeción neutra

Esta topología consiste en un circuito chopper que está representado por los conmutadores Sch1 y Sch2, un diodo Dch1 y Dch2 en paralelo e inductancia y resistencia que se denotan por  $L_p$  y  $R_p$ . El propósito de este circuito chopper es equilibrar los voltajes en los dos condensadores como se muestra en la figura 26. Dejando que el voltaje en  $C_{dc1}$  sea  $V_{dc1}$  y el voltaje en  $C_{dc2}$  sea  $V_{dc2}$ . Normalmente, los dos interruptores se dejan abiertos y, por lo tanto, los dos voltajes  $V_{dc1}$  y  $V_{dc2}$  son iguales. Ahora supongamos que hay una caída de voltaje en  $V_{dc1}$ , debido a esto hay un aumento de voltaje en  $V_{dc2}$ . La corriente se acumula en el inductor  $L_p$  debido al cierre del interruptor Sch2 y una vez que la corriente alcanza un nivel definido, el interruptor Sch2 está abierto, por lo tanto, la corriente del inductor se descarga a través del diodo Dch1 para elevar el voltaje  $V_{dc1}$  al nivel deseado.[7]

Este tipo de compensador basado en este VSI se han utilizado comúnmente para mitigar las caídas y subidas de tensión y regular la tensión del bus de carga.[9]

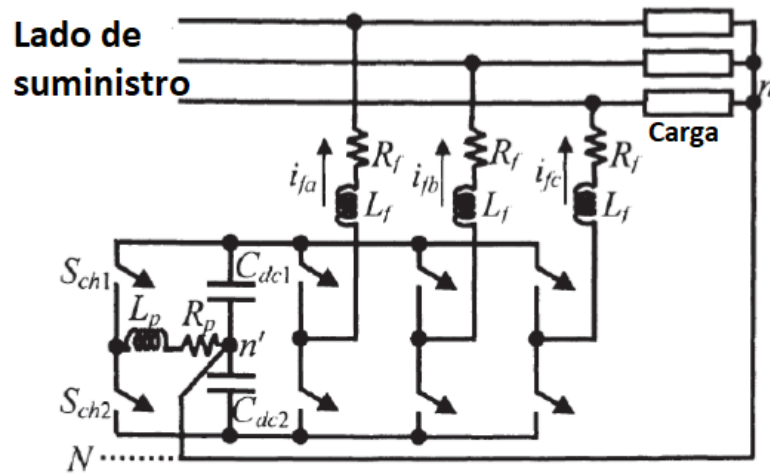


Figura 26. Topología VSI trifásica de sujeción neutra.[7]

De manera similar, la carga se puede transferir desde el condensador  $C_{dc1}$  al condensador  $C_{dc2}$  cerrando el interruptor  $S_{ch1}$  para generar corriente en  $L_p$  y luego cargar el  $C_{dc2}$  a través del diodo  $D_{ch2}$  abriendo el interruptor  $S_{ch1}$ . [7]

### 1.3.4 Topología trifásica de cuatro ramas VSI

La Fig. 27 muestra un VSI con cuatro ramas que se utilizan y requiere solo una unidad de almacenamiento. Tres de sus ramas se utilizan para la conexión de fase, mientras que la cuarta rama está conectada al neutro de carga y el neutro de suministro, si está disponible, a través de una reactancia. La corriente de referencia para el cuarto tramo es la suma negativa de las corrientes de carga de tres fases. Esto anula el efecto del componente dc de la corriente de carga. Para mantener la carga adecuada en el condensador de lado, se utiliza un regulador PI para controlar el flujo de energía real desde el lado de CA hacia el lado del convertidor. Cuando el compensador está funcionando, la corriente de secuencia cero se enruta a la ruta  $n-n'$  que contiene armónicos de frecuencia de conmutación. Usando la cuarta pata del inversor, se rastrea el negativo de  $i_o$  es de corriente de secuencia cero. Ciertamente, necesita un VSI de mayor ancho de banda para rastrear el negativo de la corriente neutral ( $-i_o$ ) ya que  $i_o$  contiene armónicos debido a cargas no lineales. Esto aumenta las pérdidas de conmutación, si esta corriente no se rastrea correctamente, dejará componentes de corriente de alta frecuencia de conmutación en la ruta  $N-n$ , lo cual no es deseable. La ventaja de la topología es que requiere un condensador menos. [7]

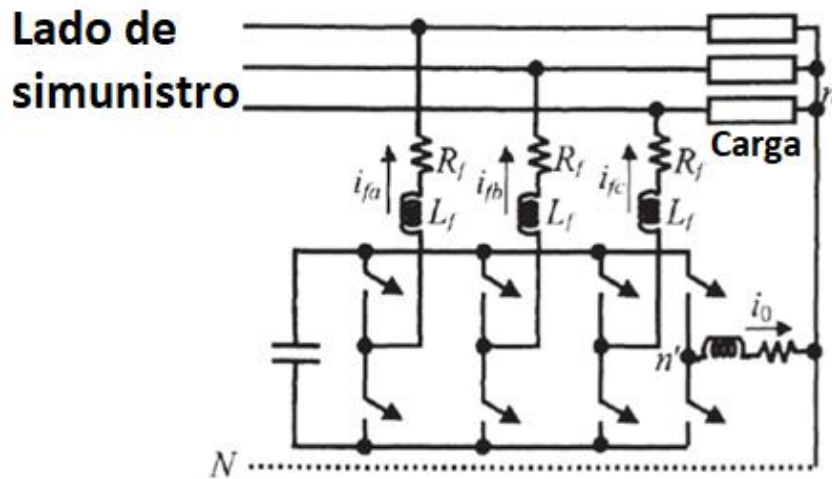


Figura 27. Una estructura compensadora que usa un VSI de cuatro ramas.[7]

### 1.3.5 Estrella conectada a la topología trifásica tetrafilar.

El problema principal en las topologías de los compensadores es el desequilibrio de voltaje en los condensadores cuando se usan dos o más condensadores y este problema se vuelve crítico cuando la carga contiene una parte. El compensador utiliza una fuente de corriente, que consta de un inversor de fuente de voltaje (VSI) con seis interruptores (S1-S6) como se muestra en la figura 28.[7]

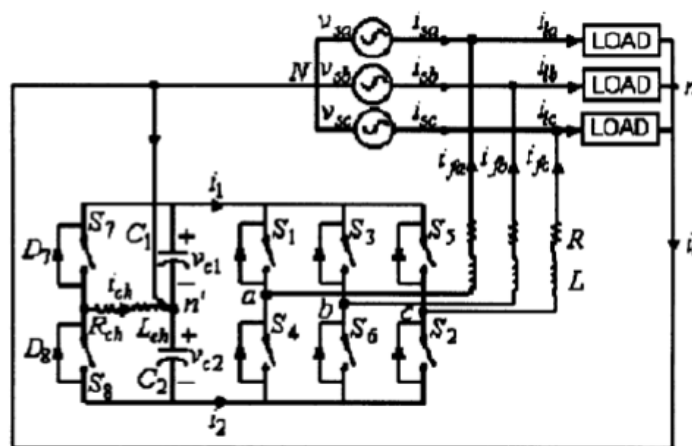


Figura 28. El sistema de distribución trifásico tetrafilar conectado en estrella.[7]

### 1.3.6 VSI trifásico tetrafilar con dos condensadores de enlace de CC

El diagrama del circuito de alimentación de DSTATCOM que se muestra en la Fig. 29. Contiene un inversor de fuente de voltaje (VSI) trifásico, de cuatro hilos, dos niveles y con punto neutro. Esta estructura requiere dos dispositivos de almacenamiento de CC, pero cada rama del VSI permite la libertad y se puede controlar de forma independiente y el seguimiento también es suave. La inductancia de interfaz y la resistencia de VSI se denotan por  $L_f$  y  $R_f$  respectivamente. Un condensador  $C_{fc}$  está conectado en cada fase a través de terminales para eliminar componentes de alta frecuencia de conmutación. Aquí PCC también se conoce como terminal. En VCM, el voltaje a través del condensador es igual al voltaje de referencia, mientras que en CCM su voltaje está dictado por el voltaje de la fuente.  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$  y  $V_{sc}$  son voltajes fuente de las fases a, b y c respectivamente. La impedancia del alimentador en cada fase se compone de resistencia  $R_s$  e inductancia  $L_s$ . [10]

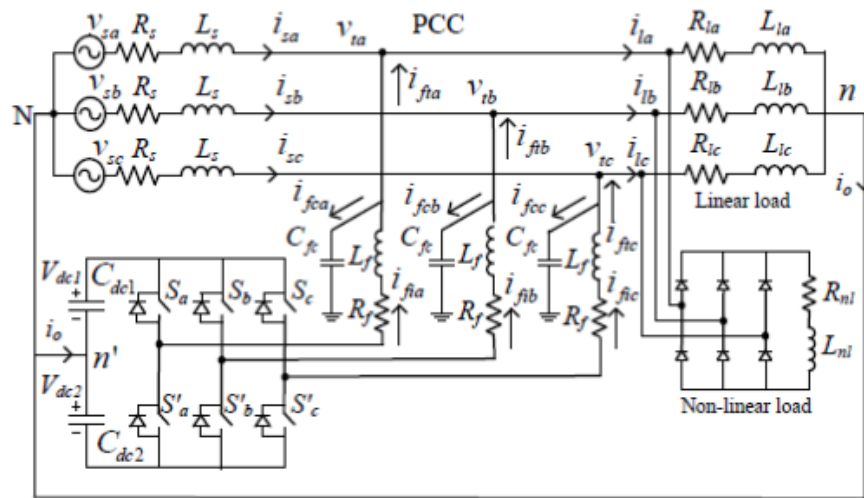


Figura 29. VSI trifásico tetrafilar con dos condensadores de enlace de CC. [7]

En la Fig. 29 se muestra un DSTATCOM está conectado en el punto de acoplamiento común (PCC). Se realiza utilizando un VSI trifásico de cuatro cables que contiene dos condensadores de enlace de CC. El VSI y el PCC se conectan a través del filtro LC. Un condensador de derivación  $C_{fc}$  está conectado a través de PCC, lo que ayuda a eliminar los componentes de alta frecuencia de conmutación y les impide entrar en la fuente. Se mantiene un voltaje  $V_{dc}$  constante en ambos condensadores de CC  $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}$ . Los voltajes de fuente, voltajes de PCC, corrientes de carga, corrientes de fuente y corrientes de filtro son  $V_{si}$ ,  $V_{ij}$ ,  $i_{lj}$ ,  $i_{sj}$ , y  $i_{ftj}$  respectivamente con  $j = a, b, c$  para tres fases. [7]

### 1.3.7 VSC de dos ramas aisladas

El VSC de dos ramas tiene un condensador dividido con un transformador en el DSTATCOM trifásico tetrafilar. El transformador proporciona aislamiento del sistema. En la Fig. 30 se muestran topologías DSTATCOM trifásicas de cuatro hilos de dos ramas que utilizan estrella-delta y conectadas en T; trifásicos trifilar con bobinados de dos fases conectados a las dos patas del VSC y tercer bobinado de fase conectado a la mitad del punto del condensador dividido en el devanado lateral VSC del transformador. Las tres fases de los devanados laterales del sistema están conectadas a las tres fases del suministro y el neutro del devanado está conectado al neutro del sistema de suministro trifásico tetrafilar. El filtro de ondulación se conecta por separado al sistema de suministro.[7]

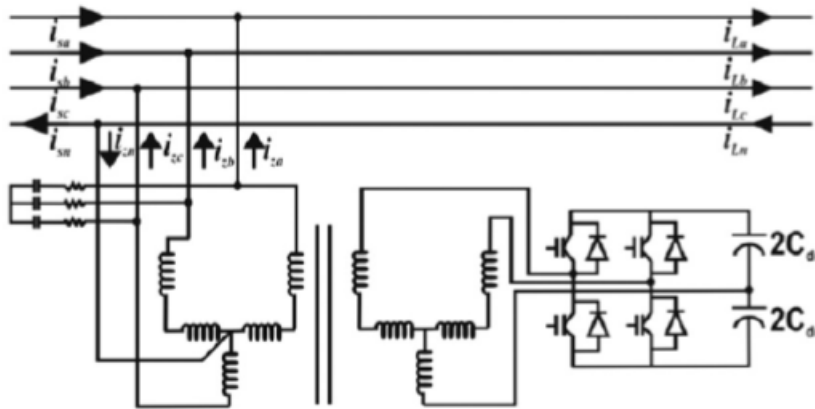


Figura 30. La topología DSTATCOM de 3 fases tetrafilar basada en VSC de dos ramas aisladas.[7]

### 1.3.8 VSC sin transformador de aislamiento

Las topologías DSTATCOM no aisladas basadas en VSC que no usan transformador se clasifican como topologías basadas en VSC de cuatro y tres etapas. [7]

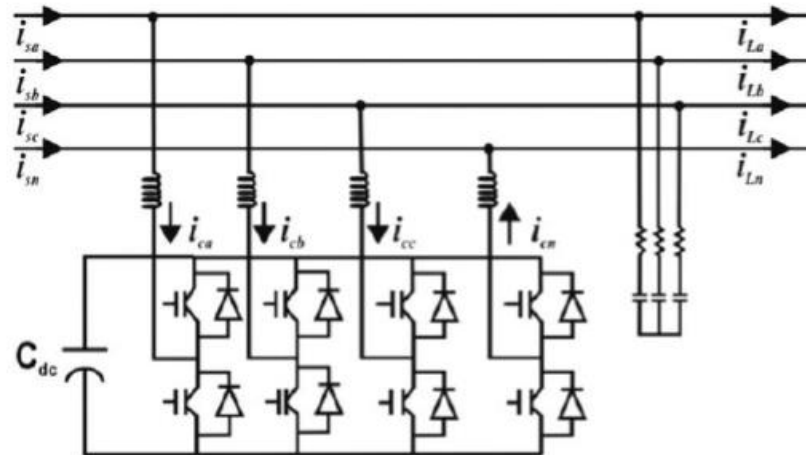


Figura 31. VSC sin transformador de aislamiento.[7]

## 1.4 Técnicas de control del D-STATCOM

La potencia reactiva que necesita la carga la proporciona el DSTATCOM y la fuente solo proporciona la potencia real, de modo que la corriente de la fuente permanece en la unidad PF. El equilibrio de carga se logra haciendo que la corriente de la fuente de referencia sea equilibrada. Tiene un componente de frecuencia fundamental real de la corriente de carga y se utiliza para decidir la conmutación del VSC y su extracción mediante técnicas de control. Se reportan diferentes estrategias de control en la literatura, como la teoría de IRP, la teoría de SRF, el algoritmo de control basado en Adaline, el controlador PI para mantener el voltaje del bus. Algunas técnicas importantes y ampliamente utilizadas se detallan a continuación en las subsecciones como sigue.[7]

### 1.4.1 Estrategia de control basada en el marco de referencia síncrona (SRF)

La técnica de control de SRF se basa en la transformación de la corriente en el cuadro d-q giratorio sincrónico. La señal de voltaje se detecta y procesa mediante un bucle de bloqueo de fase (PLL) para generar señales sinusoidales y de coseno, como se muestra en la figura 32. La señal de corriente detectada se transforma a trama d-q y se filtra. Después de filtrar, las corrientes filtradas se transforman nuevamente en un cuadro abc y se alimentan al controlador de corriente de histéresis para conmutar más la generación. Las corrientes generadas en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  se transforman en el marco d-q con la ayuda de la transformación de Park utilizando  $\Theta$  como ángulo de transformación como:[7]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Con la ayuda del filtro de pasa baja, los componentes de CC,  $i_{d_{dc}}$  y  $i_{q_{dc}}$  se extraen y se transforman de nuevo en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  utilizando la transformación de Park inversa como:[7]

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_{dc}} \\ i_{\beta_{dc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{dc}} \\ i_{q_{dc}} \end{bmatrix}$$

Para obtener corrientes de fuente de referencia trifásicas en coordenadas abc, estas corrientes se transforman como:[7]

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_{dc}} \\ i_{\beta_{dc}} \end{bmatrix}$$

El PLL basado en SRF se usa para rastrear la fase de los voltajes de la red trifásica. El sistema PLL es básicamente un sistema de retroalimentación con un detector de fase, filtro de bucle oscilador controlado por voltaje que rastrea el ángulo de fase.[11]



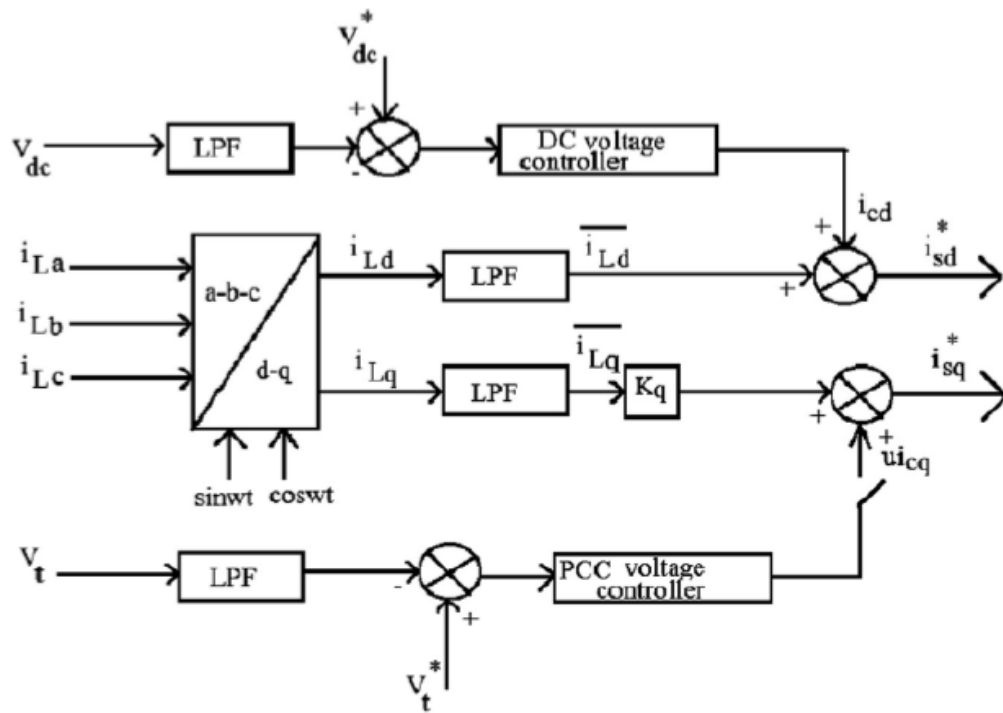


Figura 32.El diagrama de bloques del esquema de control de referencia síncrono.[7]

### 1.4.2 Teoría de p-q instantánea

El control de DSTATCOM se implementa sobre la base de la teoría de la potencia reactiva instantánea (IRPT) o la teoría de p-q para calcular la corriente de compensación deseada. El diagrama de bloques para el control que usa IRPT se muestra en la Figura-33. En este método, los voltajes PCC trifásicos detectados y las corrientes de carga se transforman en un eje  $\alpha$ - $\beta$ -0 mediante la transformación de Clarke. Además, la fuente no debe entregar energía activa de secuencia cero (de modo que el componente de secuencia cero de la tensión en el PCC no contribuya a la fuente de alimentación). Las corrientes de la fuente de referencia en el marco  $\alpha$ - $\beta$ -0 de referencia se convierten al marco abc utilizando la transformación de Clarke inversa.[7]

La teoría de potencia instantánea se basa en la definición de potencia activa y reactiva en el dominio del tiempo. Esta teoría es apropiada no solo para la condición de estado permanente, sino también para el estado transitorio en sistema trifásico con o sin conductor a tierra.[12]

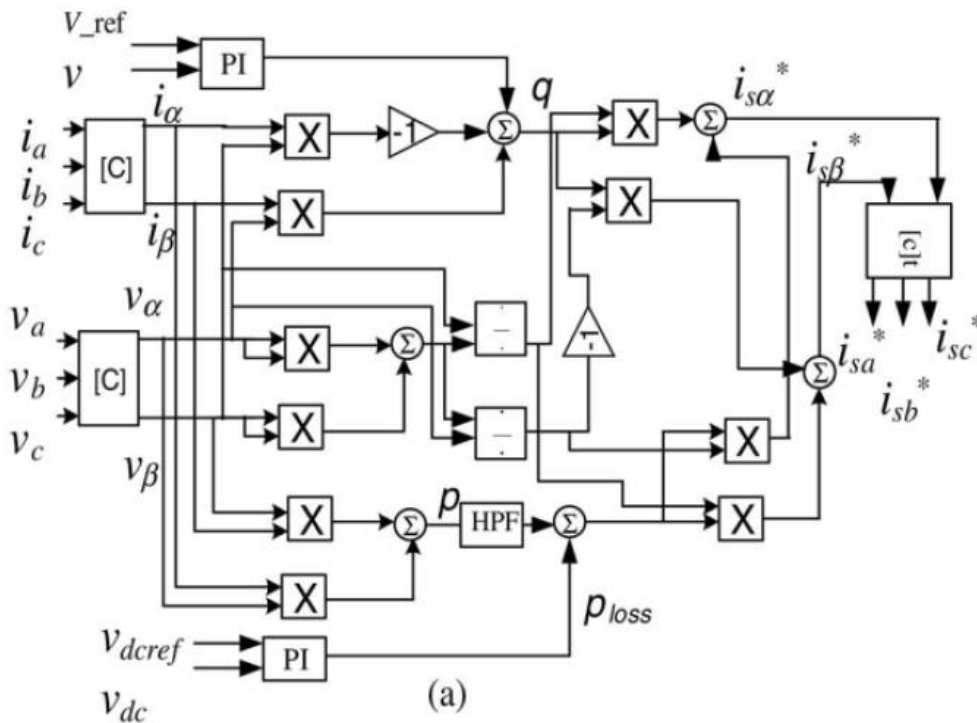


Figura 33. El control basado en IRPT de DSTATCOM.[7]

### 1.4.3 Sistema de control basado en red neuronal

En este algoritmo de control, existe un requisito de plantilla de vector de unidad correspondiente al componente de secuencia positiva fundamental de la corriente en fase con la forma de onda de tensión de fase. Para una estimación adecuada de los componentes de la corriente de carga, se pueden utilizar plantillas de tensión de unidad sin distorsión está representado por:[7]

$$V_p(t) = U \sin(\omega t)$$

Para generar una plantilla de vector sinusoidal (sincot), sincronizada con las redes de corriente alterna, se detecta el cruce por cero del voltaje de fase en caso de que se distorsione el voltaje [7]

$$i_p(t) = W_p V_p(t)$$

Donde el peso ( $W_p$ ) se estima utilizando Adaline. El peso se puede representar en términos de voltaje y corriente dados como:[7]

$$W_p = I_1 \cos\phi / U$$

Para mantener el error mínimo, el esquema para estimar los pesos correspondientes a la frecuencia real del componente de corriente (para el sistema trifásico), basado en el algoritmo LMS sintonizado, Adaline rastrea las plantillas de vectores unitarios.[7]

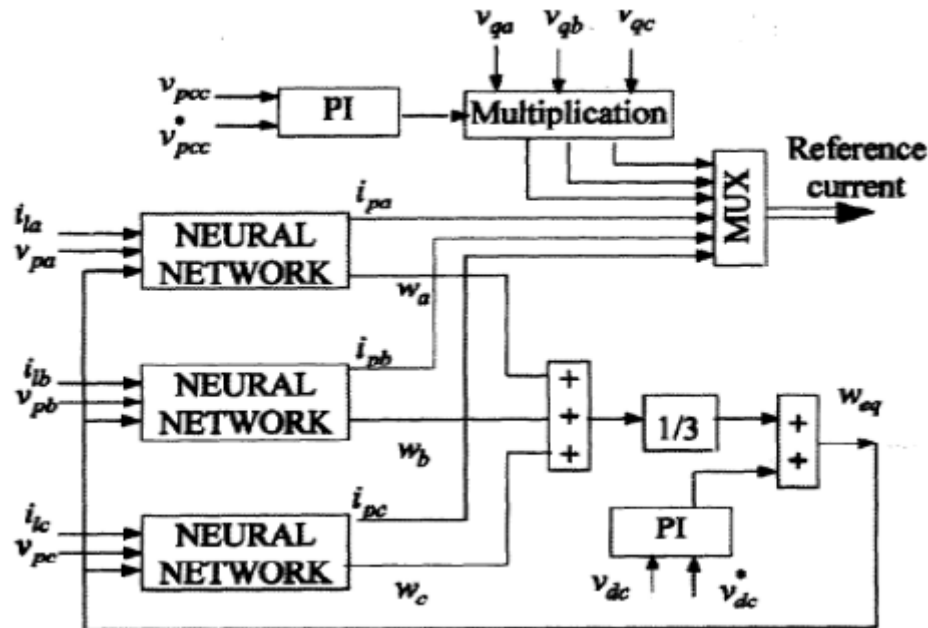


Figura 34. El esquema de control para el modo de operación de regulación de voltaje usando ANN.[7]

La estimación del peso se da según las siguientes iteraciones:

$$W_p(k+1) = W_p(k) + n[i_L(k) - W_p(k)V_p(k)]V_p(k)$$

El valor de  $n$  (coeficiente de convergencia) determina la tasa de convergencia y la precisión de la estimación. Para una estimación adecuada de las señales de referencia, los pesos se promedian para calcular el peso equivalente para la secuencia positiva y el componente de corriente de secuencia negativa en la forma descompuesta. La figura 34 muestra el esquema de control básico para el modo de operación de regulación de voltaje de CA. La señal de salida dada por el controlador PI se multiplica por la cuadratura de las plantillas de la unidad con el voltaje de fase y se agrega al componente de corriente de referencia real calculado utilizando la red neuronal. La técnica está demostrada para integrar selectivamente los armónicos actuales, desequilibrio de carga y potencia reactiva basada en prioridad.[7]

#### 1.4.4 Control de modo deslizante

El control de modo deslizante (SMC) es un tipo especial de sistemas de Control de estructura variable (VSC). Los sistemas VSC están articulados por un conjunto de leyes

de control de retroalimentación y una regla de decisión. La regla de decisión, a saber, la función de conmutación, selecciona un control de realimentación particular de acuerdo con el comportamiento del sistema. En el control de modo deslizante, los sistemas VSC están diseñados para conducir los estados del sistema a una superficie particular en el espacio de estados llamado la superficie deslizante y una vez que se alcanza la superficie deslizante, SMC mantiene los estados en la superficie deslizante. En general, SMC tiene principalmente dos partes para diseñar. La primera parte implica el diseño de una función de conmutación para que el movimiento deslizante satisfaga las especificaciones de diseño. El segundo se refiere a la ley de control de selección que hará que el ámbito de conmutación sea atractivo para el estado del sistema. El controlador de modo deslizante supera las incertidumbres en las cargas cerca del DSTATCOM y las condiciones de carga, por lo tanto; un control robusto puede salvarse.[7]

### 1.4.5 Teoría de componentes simétricos

El objetivo principal del algoritmo de control es obtener las corrientes de fuente equilibradas para las cuales se consideran el voltaje y las corrientes de secuencia positiva. Las corrientes de la fuente de referencia se pueden considerar como:[7]

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$$

Con la ayuda del diagrama de bloques en la Figura 35, se explica la implementación de esta técnica de control. La potencia obtenida de la fuente es constante e igual al valor de la potencia de carga. La potencia de carga promedio se calcula utilizando el filtro. Las corrientes detectadas, así como las corrientes y voltajes de referencia se muestran en el diagrama de bloques. Para controlar el VSC, las señales de conmutación se generan y se utilizan. En condiciones de voltaje de fuente no ideal, como condiciones de voltaje de fuente distorsionada y distorsionada con cargas lineales y no lineales, esta técnica falla.[7]

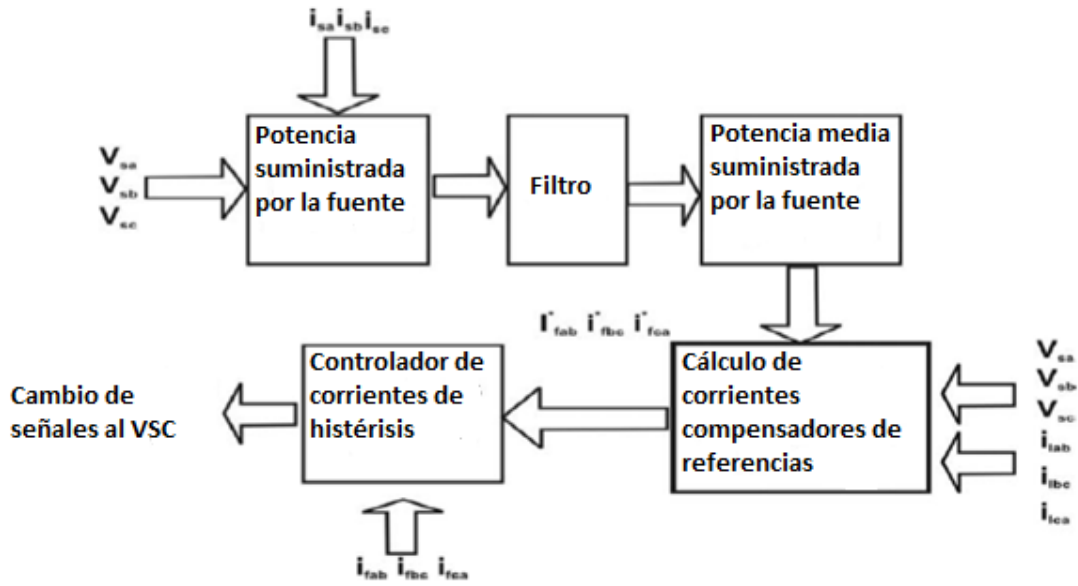


Figura 35. El diagrama de bloques básico de la teoría de componentes simétricas.[7]

#### 1.4.6 Teoría del factor de potencia unitario promedio (AUPF)

La fuente debe suministrar las corrientes sinusoidales en fase con los voltajes. La relación entre las corrientes de la fuente, los voltajes y la potencia de carga media viene dada por la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{P_{lav}}{V^2} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

donde

$$P_{lav} = \frac{1}{T} \int (V_{sa}i_{La} + V_{sb}i_{Lb} + V_{sc}i_{Lc})dt$$

$$V^2 = \frac{1}{T} \int (V_{sa}V_{sa} + V_{sb}V_{sb} + V_{sc}V_{sc})dt$$

Las corrientes del compensador se derivan como  $i_c = i - i_s$

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} - \frac{P_{lav}}{V^2} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Las corrientes de referencia del compensador se comparan con las corrientes reales del compensador y se pasan a través del controlador de banda de histéresis que genera pulsos de compuerta para el convertidor de fuente de voltaje de DSTATCOM.[7]

## 2. Capítulo 2. Selección y modelado de la topología del convertidor y del D-STATCOM

### 2.1 Selección de la topología del convertidor para el D-STATCOM en Simulink-MATLAB

La parte principal de un D-STATCOM es un convertidor trifásico que se utiliza para inyectar energía a la línea a través de un transformador. MOSFET o IGBT se utilizan como interruptores en el convertidor. El convertidor se enciende de manera tal que la frecuencia de salida es la misma que la frecuencia en la línea, la fase y la magnitud de la tensión de salida. La fuente de CC o el capacitor se pueden usar en la entrada.[1] Esta etapa es de suma importancia a la hora de diseñar el D-STATCOM.

Los convertidores se subdividen según sus niveles de conmutación, entre más conmutaciones, la onda de salida será más sinusoidal. Para el desarrollo de este proyecto se trabaja con la topología VSC de dos niveles de seis pulsos por su simplicidad en la implementación de la simulación.

Un VSC básico trifásico de dos niveles consta de seis válvulas semiconductoras (diodo GTO + o diodo IGBT +) y un condensador de CC común. En la operación VSC básica, los interruptores semiconductores se conmutan una vez por ciclo, generando una tensión de onda cuadrada con amplitud de  $V_{dc}/2$  y  $-V_{dc}/2$  (medida al punto neutro ficticio M). Como el voltaje generado tiene dos niveles ( $V_{dc}/2$  y  $-V_{dc}/2$ ), este circuito se conoce como un nivel de dos niveles. Como queda claro a partir de la forma de onda de los voltajes generados, el convertidor de dos niveles trifásico también genera armónicos. La tensión de fase generada puede ser expresado en una serie de Fourier:[13]

$$V_a = \frac{4 V_{dc}}{\pi} \frac{1}{2} \left( \sin wt + \frac{1}{3} \sin 3wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \frac{1}{7} \sin 7wt + \dots \right)$$

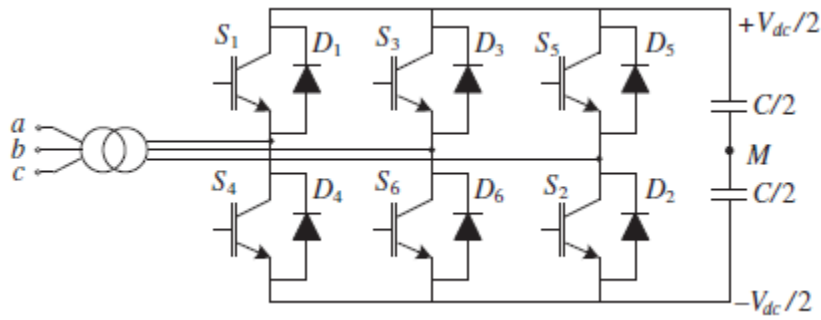


Figura 36. Convertidor de fuente de voltaje trifásico de seis pulsos de dos niveles con transistores bipolares de puerta aislada (IGBT).[10]

A la salida obtendremos las siguientes formas de voltajes:

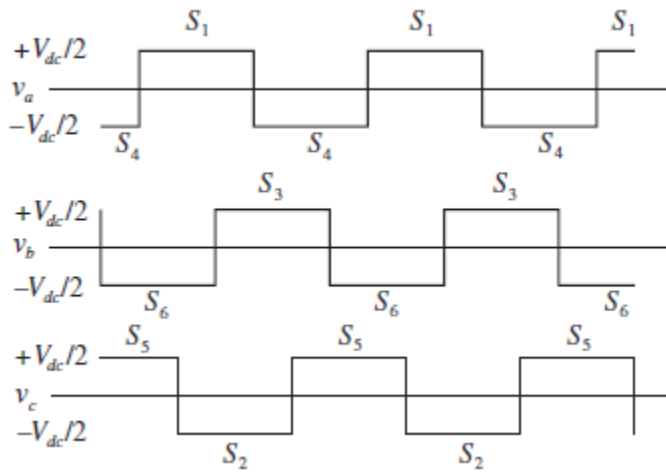


Figura 37. Tensión de fase a punto medio M. [10]



### 2.1.1 Modelado de la topología en Simulink-MATLAB del convertidor para el D-STATCOM

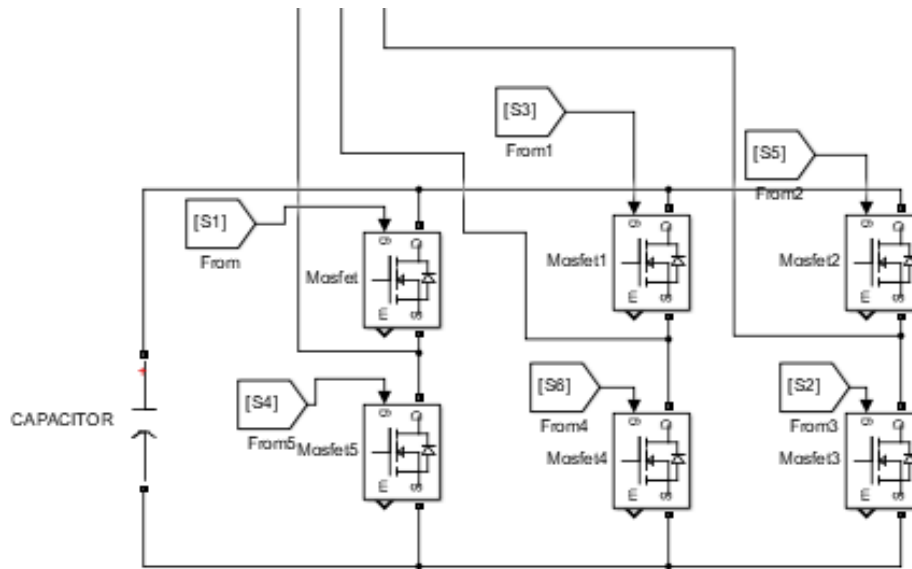


Figura 38. Implementación de la topología del convertidor en Simulink-MATLAB.

Como se puede observar en la figura 38, se ha implementado un convertidor trifásico de 6 pulsos- dos niveles, con dispositivos de conmutación transistores MOSFET y donde también se puede evidenciar las señales de entrada (S) en cada uno de los MOSFET que son las señales que tienen el patrón de los pulsos para sus correctas conmutaciones y así lograr generar las ondas de voltajes y corrientes que se requiere.

Se ha decidido implementar el convertidor con MOSFET debido a la gran capacidad de operar a altas frecuencias de conmutación en comparación con otros dispositivos convencionales de conmutación. Los MOSFET pierden capacidad de operatividad cuando son requeridos en grandes cargas. Es por ello que el MOSFET es el dispositivo adecuado para este proyecto, debido a que nuestra onda portadora operará a alta frecuencia(42000Hz) pero las cargas no serán tan grandes. [14]

## 2.2 Selección de la topología del D-STATCOM a la simulación

Tal como se estudió en el primer capítulo de este libro, existen diversas topologías de los D-STATCOMs, donde cada una de ellas tiene su aplicabilidad ante los diversos eventos o fenómenos eléctricos que este debe mitigar. Como el objetivo principal de este trabajo es corregir el factor de potencia de un sistema eléctrico al cual se está conectando una carga RL, queda fácil determinar la topología a utilizar.

La topología que queda acorde al objetivo de este trabajo es la topología del D-STATCOM trifásico trifilar, ya que esta topología puede ser utilizada efectivamente para la mejora del factor de potencia del sistema, regulación de tensión y balanceo de carga. [15]

Las otras topologías también se pueden utilizar para lo mencionado anteriormente, pero estas configuraciones están para corregir otras problemática al mismo tiempo, tales como, la reducción del porcentaje de THD[16], la eliminación del efecto de la componente dc de la corriente de carga, etc.,[7], lo que conlleva a un nivel de complejidad mayor y se estaría haciendo otra cosa diferente a lo que tiene como objetivo este trabajo, lo cual no nos compete para el desarrollo del proyecto. En la siguiente figura se podrá observar la topología:

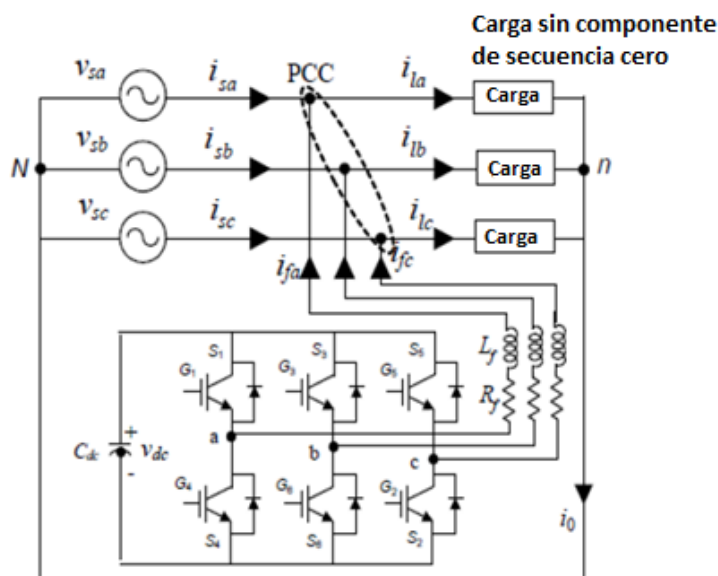


Figura 39. La topología trifásica de puente completo. [7]

## 2.2.1 Modelado de la topología del D-STATCOM en Simulink-MATLAB

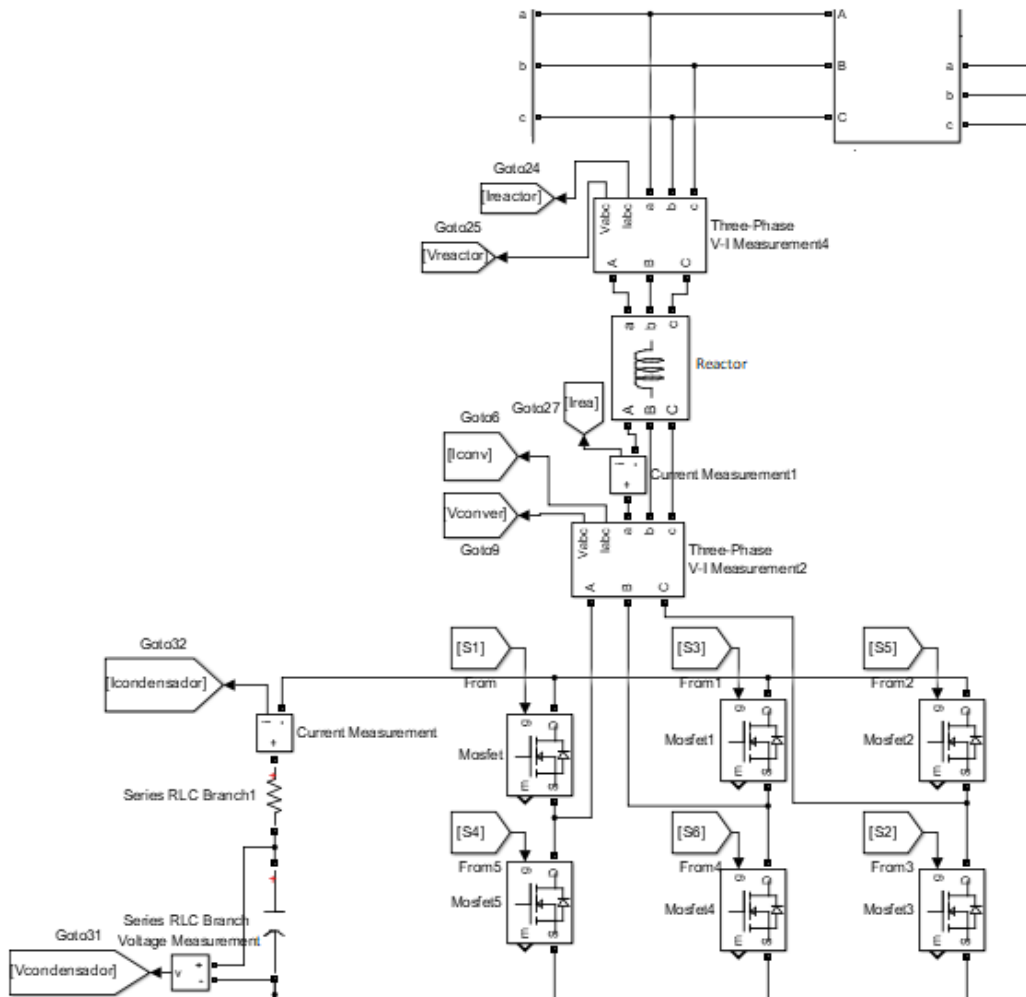


Figura 40. Topología del D-STATCOM trifásico trifilar implementada en Simulink-MATLAB.

La topología prácticamente la determina la forma en como se conecte el convertidor de potencia a la red, para este caso como se muestra en la figura 40, el convertidor de potencia está conectado de manera que las tres fases generadas se conectan a las tres fases de la red, esta conexión empleada se le conoce como la topología trifásica trifilar del D-STATCOM.

Se puede observar que a las salidas del convertidor está conectado un reactor en línea cuya finalidad se hace para que la corriente que inyecta el convertidor a la red no esté tan distorsionada. También se tiene conectado un medidor trifásico de voltaje y corriente con el fin de tener un monitoreo de las ondas de voltajes y corriente que están siendo inyectadas a la red.

El capacitor que está en el bus CC del convertidor es el que genera las corrientes reactivas que se inyectarán a la red para que se lleve a cabo la compensación de reactivos.

Para el valor de capacitancia del capacitor se tiene que tener en cuenta la potencia máxima que tendrá que compensar el dispositivo, para ello se calcula con un valor de potencia activa de 2800VAR a un voltaje de línea de 208V:[17]

$$C = \frac{Q}{2\pi f V_L^2}$$

$$C = \frac{2800VAR}{2\pi(60Hz)(208V)^2} = 172\mu F$$

El valor de la capacitancia se aproxima a 180 $\mu$ F.

Con respecto al valor de la inductancia del reactor, se calcula como un filtro sintonizado para eliminar el quinto armónico:[17]

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 (h)^2 C}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi * 60Hz)^2 (5)^2 (180\mu F)} = 15.64mH$$

Este filtro se sintoniza a la frecuencia armónica h=5 que es el armónico que se desea eliminar para este caso.

## 3. Capítulo 3. Etapa de control

### 3.1 Técnica de modulación en Simulink-MATLAB

La técnica que se llevará a cabo para la implementación de la simulación será con SPWM.

El principio del esquema SPWM para el inversor de dos niveles se ilustra en la Fig. 39, donde  $V_{mA}$ ,  $V_{mB}$  y  $V_{mC}$  son las ondas moduladoras sinusoidales trifásicas y  $V_{cr}$  es la onda portadora triangular. El componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida del inversor se puede controlar mediante el índice de modulación de amplitud.[18]

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{cr}}$$

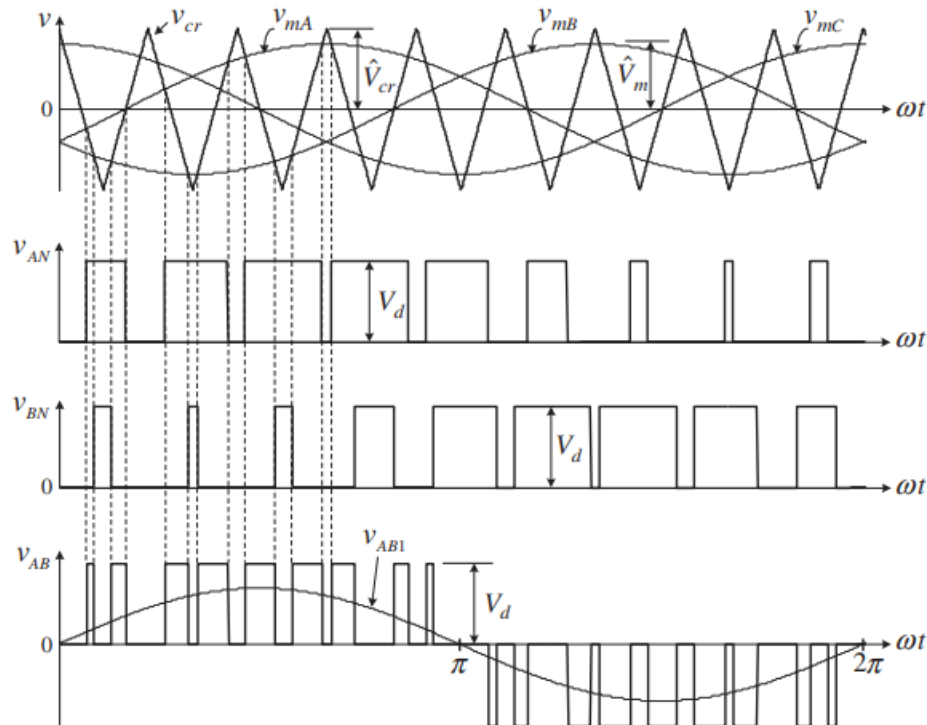


Figura 41. Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM).

Donde  $\hat{V}_m$  y  $\hat{V}_{cr}$  son los valores máximos de la modulación y las ondas portadoras, respectivamente. El índice de modulación de amplitud  $m_a$  generalmente se ajusta variando  $\hat{V}_m$  mientras se mantiene  $\hat{V}_{cr}$  fijo. El índice de modulación de frecuencia está definido por:[18]

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m}$$

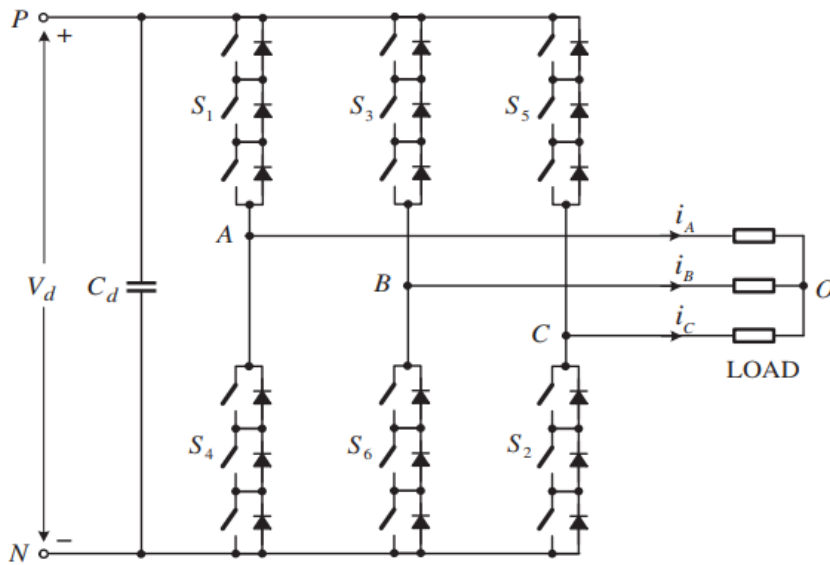


Figura 42. Inversor simplificado de dos niveles para aplicaciones de alta potencia.[18]

Donde  $f_m$  y  $f_{cr}$  son las frecuencias de la modulación y las ondas portadoras, respectivamente. El funcionamiento de los interruptores S1 a S6 se determina comparando las ondas moduladoras con la onda portadora. Cuando  $V_{mA} > V_{cr}$ , se enciende el interruptor superior S1 en la rama A del inversor. El interruptor inferior S4 funciona de manera complementaria y, por lo tanto, está apagado. La tensión de terminal de inversor resultante  $V_{AN}$ , que es la tensión en el terminal de fase A con respecto al bus de CC negativo N, es igual a la tensión de corriente continua  $V_d$ . Cuando  $V_{mA} < V_{cr}$ , S4 está activado y S1 está apagado, lo que lleva a  $V_{AN} = 0$  como se muestra en la figura 39. Dado que la forma de onda de  $V_{AN}$  tiene solo dos niveles,  $V_d$  y 0, el inversor se conoce como un inversor de dos niveles. Se debe tener en cuenta que, para evitar posibles cortocircuitos durante la conmutación de los transitorios de los dispositivos superior e inferior en una rama del inversor, se debe implementar un tiempo de supresión, durante el cual ambos interruptores están apagados.[18]

El voltaje de línea a línea del inversor  $V_{AB}$  se puede determinar mediante  $V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$ . La forma de onda de su componente de frecuencia fundamental  $V_{AB1}$  también se muestra en la figura. La magnitud y la frecuencia de  $V_{AB1}$  se pueden controlar de forma independiente mediante  $m_a$  y  $f_m$ , respectivamente. La frecuencia de conmutación de los interruptores activos en el inversor de dos niveles se puede encontrar en  $f_{sw} = f_{cr} = f_m \times$

mf. Por ejemplo,  $V_{AN}$  en la figura 39 contiene nueve pulsos por ciclo de la frecuencia fundamental. Cada pulso se produce al encender y apagar S1 una vez. Con la frecuencia fundamental de 60 Hz, la frecuencia de conmutación resultante para S1 es  $f_{sw} = 60 \times 9 = 540$  Hz, que es también la frecuencia portadora  $f_{cr}$ . Vale la pena señalar que la frecuencia de conmutación del dispositivo puede no ser siempre igual a la frecuencia portadora en los inversores multinivel. Cuando la onda portadora está sincronizada con la onda moduladora ( $m_f$  es un número entero), el esquema de modulación se conoce como PWM asíncrono en contraste con la PWM asíncrona cuya frecuencia portadora  $f_{cr}$  suele ser fija e independiente de  $f_m$ . El PWM asíncrono presenta una frecuencia de conmutación fija y una fácil implementación con circuitos analógicos. Sin embargo, puede generar armónicos no característicos, cuya frecuencia no es un múltiplo de la frecuencia fundamental. El esquema PWM síncrono es más adecuado para la implementación con un procesador digital.[18]

### 3.1.1 Modelado de la técnica de modulación de pulsos del convertidor de potencia en Simulink-MATLAB

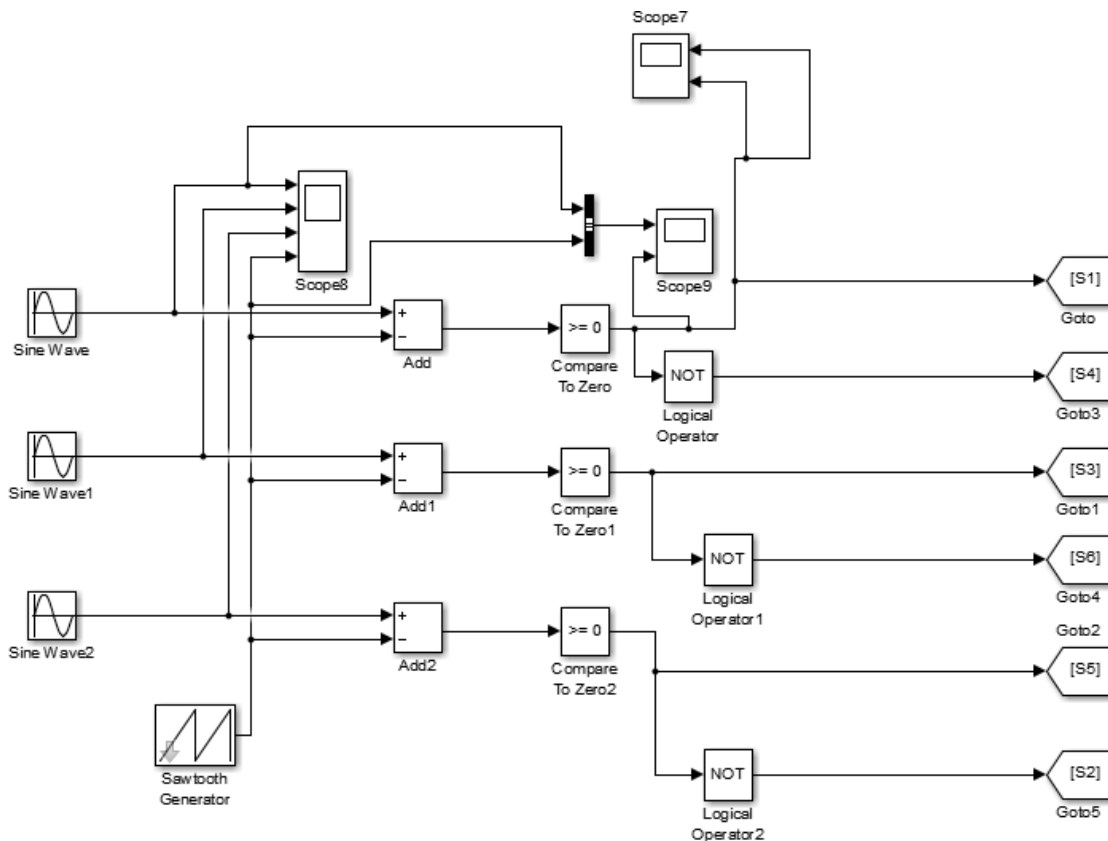


Figura 43. Modulación de pulsos (SPWM) del convertidor de potencia en Simulink-MATLAB

Tal como se estudió anteriormente, para la correcta conmutación de los MOSFETs que componen al convertidor de potencia se debe implementar un algoritmo plasmado en los

bloques que se muestran en la figura 43. Se disponen de tres ondas sinusoidales que tienen una frecuencia de 60Hz y se encuentran desfasadas 120° eléctricos entre sí, estas ondas son llamadas moduladoras. Se tiene que disponer de una onda portadora que para este caso es una onda diente de sierra. Cada una de las ondas sinusoidales (moduladoras) se restan con la onda diente de sierra (portadora) para poder realizar la comparación. Las ondas sinusoidales van conectadas a la entrada '+' del bloque de adición, por lo que el bloque de comparación debería ser  $\geq 0$  para generar un 'alto' cuando la onda sinusoidal es mayor que la portadora. Los pulsos se guardan los bloques 'Goto' y se le entrega a cada interruptor con el bloque 'From'. Estos impulsos (S1, S3, S5) se dan a los interruptores superiores del convertidor, respectivamente, que resultan en una parte positiva de las ondas. Los interruptores inferiores (S4, S6, S2) del convertidor son complementarios de los interruptores superiores en la misma extremidad o rama. Para hacer la complementación, se le agregó el bloque del operador lógico 'NOT'.

Cabe resaltar que las ondas moduladoras se crearán con el control de potencia del D-STATCOM.

## **3.2 Lazo de seguimiento de fase, PLL**

Esta parte control se divide en dos etapas, una de ellas es el bloque de seguimiento de fase (PLL), cuya función es sincronizar el D-STATCOM con el sistema eléctrico, mediante la obtención de la frecuencia de la onda de voltaje del sistema. La otra etapa es donde se crean las ondas moduladoras sinusoidales trifásicas, sincronizadas con la fase obtenida a la salida del bloque del PLL para que estas sean las ondas moduladoras que son las encargadas de crear los pulsos para los dispositivos de conmutación del convertidor, es decir, que estas ondas moduladoras son las que van al bloque del PWM.[19]

En el anexo B se explica de una manera más detallada el lazo de seguimiento de fase, PLL.

### **3.2.1 Modelado del lazo de seguimiento de fase, PLL**

El bloque PLL (3ph) modela un sistema de control de bucle cerrado de bloqueo de fase (PLL), que rastrea la frecuencia y la fase de una señal trifásica sinusoidal utilizando un oscilador de frecuencia interno. El bloque del PLL se requiere para generar las ondas moduladoras para que estas estén sincronizadas con la red, y así mismo van al PWM para generar las conmutaciones de los interruptores.[20]



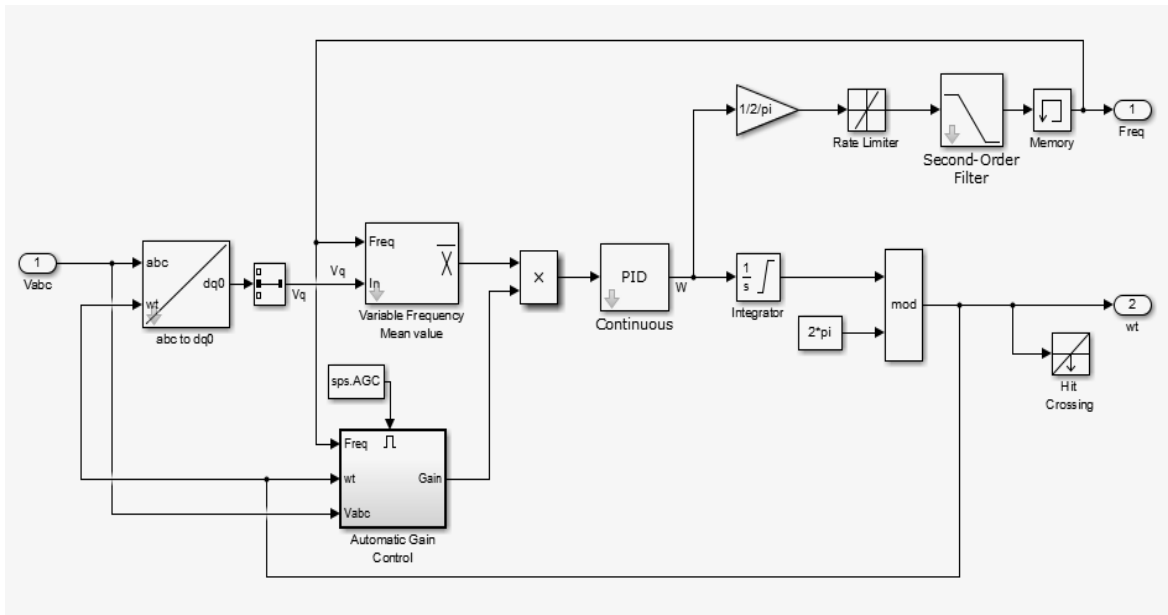


Figura 44. Bloque de seguimiento de fase, PLL implementado en Simulink-MATLAB.

La entrada del bloque es la tensión trifásica de la red, la representación de la tensión trifásica como un vector complejo en el plano dq permite utilizar la función simple de arco-tangente para la extracción de fase. Dado que este método funciona sin filtros, responde instantáneamente a cualquier tipo de distorsión en el voltaje de la red. Por lo tanto, el ángulo calculado por arco-tangente es a menudo una referencia para el contenido de distorsiones.

El supuesto de diseño subyacente es que un PLL puede cumplir los objetivos solo si posee información completa sobre la señal de entrada (es decir, magnitud, frecuencia y fase). El diseño propuesto genera estos tres componentes en tres unidades de control de retroalimentación. Estos componentes se utilizan para regenerar la señal sinusoidal que debería ser una réplica cercana de la señal de entrada. La figura 44 muestra la estructura PLL que describe las tres unidades principales: el controlador de voltaje, el controlador de frecuencia y el controlador de ángulo de fase. El ángulo de fase y el controlador de frecuencia en esencia producen la misma señal, pero en diferentes dominios de frecuencia desde entonces. Sin embargo, si estas dos señales se controlan por separado y luego se mezclan en un bucle de control adecuadamente desarrollado, que use las respuestas transitorias y capaces de obtener demasiadas señales agregando dos señales lentas y robustas. Agregar dos señales lentas mejora la robustez, dado que cada señal se filtra individualmente en pasa baja. Se observa que, en el enfoque tradicional, se usa un único controlador de retroalimentación que necesita asegurar un buen seguimiento de la frecuencia y la frecuencia integral (ángulo de fase) y esto implica una degradación en el rendimiento. El diseño está etiquetado como PLL adaptativo ya que la salida de control de voltaje se utiliza para corregir la ganancia en el controlador de fase y frecuencia. La salida del controlador de voltaje sigue las variaciones en la magnitud de la señal de entrada, de una manera típica de control adaptativo. [21]

La estructura del controlador de frecuencia, es un sistema PLL similar al que se usa. El bucle abierto debe tener dos integradores para garantizar el seguimiento de la frecuencia (es decir, con un integrador solo es posible el seguimiento del ángulo de fase). El control de bucle cerrado se logra utilizando el ángulo de fase; sin embargo, la salida de la unidad es el valor de frecuencia. La salida de frecuencia garantiza que el PLL sea capaz de realizar un seguimiento a más largo plazo de la frecuencia de entrada. Esta salida se filtra en el pasa baja para reducir el ancho de banda de la señal. La dinámica lenta de la salida es necesaria para evitar interacciones con la dinámica de la unidad de control de fase. El controlador utiliza una multiplicación de dos señales de línea que dan un error. Debido a las altas ganancias del controlador, incluso los pequeños armónicos en la señal de entrada pueden ampliarse a una magnitud notable. La señal armónica de los errores se elimina en el promedio de frecuencia variable de módulo (VFA). El bloque "Mod" es un bloque SIMULINK estándar que convierte una señal de rampa en una señal de punto de sierra. La variable es la frecuencia inicial, o para ser precisos, la suposición inicial de la frecuencia esperada. El diseño inicial se realiza al aislar la unidad, donde la entrada se establece como una señal sinusoidal ideal. El modelo analítico linealizado de señal pequeña se desarrolla para estudiar la estabilidad y determinar las ganancias del controlador. [21]

El controlador de fase se asemeja a la unidad de control de frecuencia. Sin embargo, utiliza la frecuencia, que sale del controlador de frecuencia, como la frecuencia base. Como el controlador de fase no necesita rastrear los cambios de frecuencia, el módulo tiene un solo integrador en el circuito de retroalimentación, y esto mejora significativamente la velocidad de respuesta y reduce los sobreimpulsos. El controlador de fase se ajusta a los transitorios del ángulo de fase agregando una señal a la salida del controlador de frecuencia. El sistema de control de fase está diseñado aislando la unidad con la suposición de que es una señal sinusoidal ideal y que es una constante. Las ganancias iniciales del controlador se calculan utilizando un modelo analítico adecuado como se muestra a continuación.[21]

El filtro es necesario por razones de estabilidad, pero la constante de tiempo debe ser lo más baja posible (también la constante de tiempo) ya que afecta la dinámica en el ciclo de retroalimentación. Los filtros, mejoran la respuesta transitoria y sus valores se ajustan en las etapas finales de optimización. Hay que tener en cuenta que, en este sistema de control, la señal de error se puede agregar a la salida para mejorar los transitorios, y el filtro contribuye aún más a la reducción del sobreimpulsos de fase. El elemento VFA introduce un retraso de fase significativo en el controlador, y por esta razón se saca del bucle de control. La unidad de cancelación de armónicos elimina el segundo armónico. Se subraya que este controlador no rastrea la variación de frecuencia y, por lo tanto, la salida se puede filtrar en paso bajo (usando VFA) para derivar una señal con una dinámica relativamente lenta. Este método permite ganancias moderadas y buena robustez.[21]

### 3.3 Control de potencia del D-STATCOM

La etapa de control final, es donde se lleva acabo el control de la potencia reactiva que se quiere compensar y la potencia activa que consumirá el D-STATCOM para mantener cargado al condensador a un nivel de tensión determinado. El control fue inspirado en el funcionamiento ideal de un generador síncrono. El D-STATCOM es un dispositivo que es inspirado en el funcionamiento de un generador síncrono, es por ello que al D-STATCOM se le conoce con el nombre de Compensador síncrono estático. Con la implementación de este control, se le da un total funcionamiento al D-STATCOM como un generador síncrono ideal.[22]

#### 3.3.1 Control de potencia reactiva para el D-STATCOM

Tal y como se había planteado, el control basado en el funcionamiento de un generador síncrono, tomando como referencia el esquema equivalente de una máquina síncrona conectado a una red de potencia infinita como se muestra en la figura 45, para conectar la máquina síncrona a la red habrá que producir una f.e.m  $E_0$  de igual magnitud y fase que la tensión  $V$  de la red. En la figura 46 se muestran que los fasores de  $E_0$  y  $V$  son idénticos, por lo que no habrá circulación alguna de corriente por el inducido de la máquina.[22]

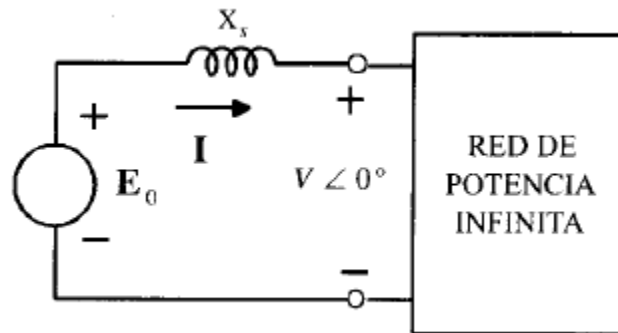


Figura 45. Esquema equivalente de la máquina síncrona conectada a la red de potencia infinita.[22]

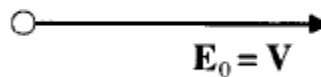


Figura 46. Diagrama fasorial.[22]

Ahora asumiendo el caso en el que la corriente de excitación de la máquina se incrementa de tal forma que la magnitud de la f.e.m  $E_0$  supere a la magnitud de la tensión  $V$  de la red, con el fin de hacer circular una corriente por el inducido, la cual está dado por la siguiente ecuación:

$$I = \frac{E_0 - V}{jX_s} = \frac{E_x}{jX_s}$$

En la figura 48 se muestra el resultado obtenido de sobrecargar la máquina síncrona, donde se puede observar como la corriente se retrasa con respecto a la diferencia de tensión  $E_x$  un ángulo de  $90^\circ$ , debido a la reactancia síncrona del generador. La corriente que circula al ser netamente inductiva produce un efecto desmagnetizante que tiende a reducir a  $E_0$  para oponerse al aumento de la excitación. Todo esto quiere decir que la máquina síncrona entrega a la red una potencia reactiva, o, dicho de otra manera, el alternador ve a la red como una inductancia. Cabe hacer claridad que, ante estas condiciones de sobrecarga de la máquina, esta no absorberá y suministrará potencia activa debido a que  $V$  e  $I$  están en cuadratura.[22]

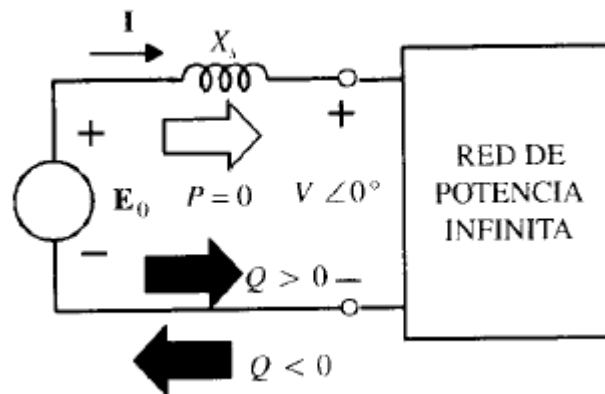


Figura 47. Esquema equivalente de la máquina síncrona sobrecargada conectada a la red de potencia infinita.[22]

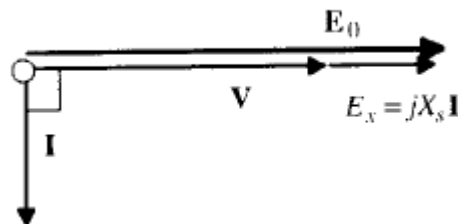


Figura 48. Diagrama fasorial de la máquina síncrona sobrecargada conectada a la red de potencia infinita.[22]

Ahora asumiendo el escenario contrario, que sería el resultado obtenido al disminuir la corriente de excitación de la máquina síncrona de tal manera que  $E_0$  sea menor que  $V$ , donde se puede observar como la corriente se adelanta con respecto a la de tensión un ángulo de  $90^\circ$ . La corriente que circula al ser netamente capacitiva produce un efecto magnetizante que tiende a aumentar a  $E_0$  para oponerse a la reducción de la excitación. Todo esto quiere decir que la máquina síncrona absorberá de la red una potencia reactiva inductiva, o, dicho de otra manera, el alternador ve a la red como un condensador. Cabe hacer claridad que, ante estas condiciones de sobexcitación de la máquina, esta no absorberá y suministrará potencia activa debido a que  $V$  e  $I$  están en cuadratura como se muestra en figura 50.[22]

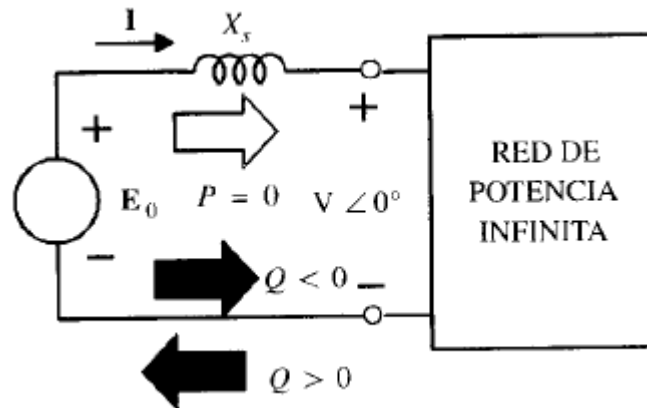


Figura 49. Esquema equivalente de la máquina síncrona subexcitada conectada a la red de potencia infinita.[22]

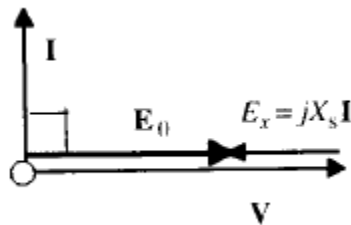


Figura 50. Diagrama fasorial de la máquina síncrona subexcitada conectada a la red de potencia infinita.[22]

### 3.3.2 Control de potencia activa para el D-STATCOM

En el control de la excitación de la máquina síncrona se concluyó que variando la excitatriz solo se podía tener control de la potencia reactiva, ya sea, para inyectarla a la red o consumirla, pero, se evidenció que la potencia activa permanecía nula ante todos los escenarios de excitación. Esto se debe a que la potencia activa suministrada por una máquina síncrona a una red de potencia infinita está relacionada con la potencia mecánica

que suministra la turbina. Ahora bien, si se consideran todas las pérdidas en la máquina síncrona como nulas en régimen permanente, la potencia mecánica de la turbina coincidirá con la potencia eléctrica a la salida de la máquina síncrona. [22]

Considerando que la turbina está en régimen de velocidad nula y posterior se abre la admisión de agua para hacer que el rotor se acelere, como consecuencia del desequilibrio instantáneo provocado entre la potencia mecánica y eléctrica, y esto hace que la f.e.m generada se adelante a la tensión de la red a un ángulo  $\delta$  tal, que la potencia activa de salida se equilibre con la potencia de entrada mecánica. Aunque la tensión de la máquina síncrona y la tensión de la red tienen el mismo valor eficaz, el desfase entre las mismas determina una tensión  $E_x$  como se muestra en la figura 52. Esta tensión  $E_x$  provoca a su vez una corriente de circulación  $I$  retrasada  $90^\circ$ . La potencia eléctrica cedida por el generador a la red será:[22]

$$P = \frac{3E_x V}{X_s} \text{sen}(\delta)$$

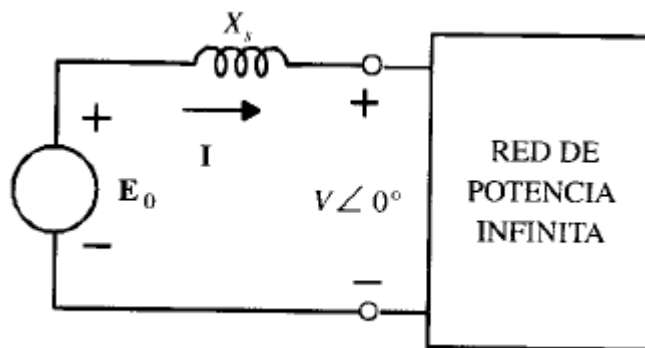


Figura 51. Esquema equivalente de la máquina síncrona conectada a la red de potencia infinita.[22]

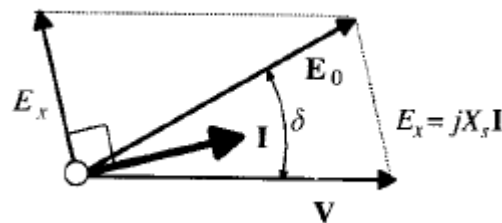


Figura 52. Diagrama fasorial.[22]

El ángulo de potencia  $\delta$  es quien difiere en la potencia eléctrica cedida del generador, lo que indica que si la excitación es constante, es decir, se mantiene constante la f.e.m  $E_0$  a medida que aumenta la potencia activa, crece el desfase  $\delta$  entre  $V$  y  $E_0$ . En conclusión, un

cambio en el regulador de velocidad de la turbina provoca un cambio en la potencia activa que entrega la máquina, que físicamente se ve reflejado en el ángulo  $\delta$  formado entre  $E_0$  y  $V$ . Debido a que la máquina síncrona tiene límites de estabilidad estática, a una determinada excitación la potencia activa máxima será para un  $\delta = 90^\circ$ , un aumento en la entrada de la turbina a partir de estas condiciones hará que la potencia activa disminuya y el exceso de potencia en par de aceleración que provoca un aumento de velocidad del generador haciendo que salga del sincronismo.[22]

### 3.4 Modelado del control de potencia en Simulink-MATLAB

Para implementar este control se debe tener la facilidad de poder variar la magnitud de voltaje y la fase de este. Es por ello que se crean las tres ondas moduladoras que son requeridas en el control de modulación de ancho de pulso (PWM) y que a la vez serán las encargadas de tener el control de P y Q variando su amplitud y desfase.

Con el bloque de MathFunction se crean las tres ondas moduladoras sinusoidales, donde se le establecen tres entradas a cada una de las ondas como se muestra en las figuras 53 y 54.

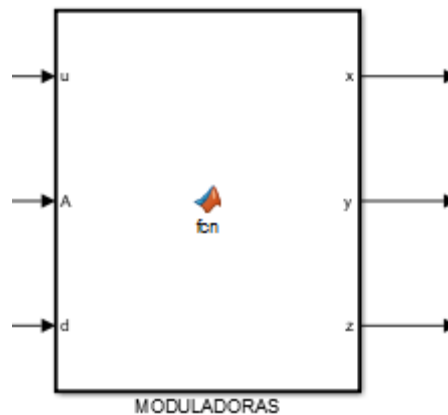
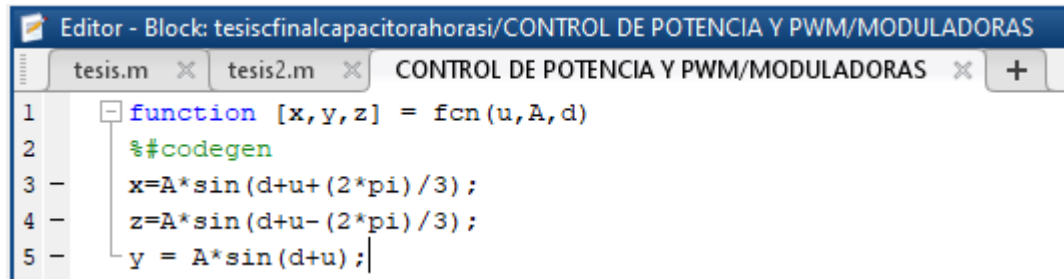


Figura 53. Bloque MathFunction de las ondas moduladoras.



```
Editor - Block: tesisfinalcapacitorahorasi/CONTROL DE POTENCIA Y PWM/MODULADORAS
tesis.m x tesis2.m x CONTROL DE POTENCIA Y PWM/MODULADORAS x +
1 function [x,y,z] = fcn(u,A,d)
2     %#codegen
3     x=A*sin(d+u+(2*pi)/3);
4     z=A*sin(d+u-(2*pi)/3);
5     y = A*sin(d+u);
```

Figura 54. Ondas moduladoras y sus variables.

En la figura 53 se puede evidenciar las tres entradas que se le darán a cada una de las ondas sinusoidales y en la figura 54 se muestra las funciones y sus variables de entrada y salida que integran al bloque de la figura 53, donde la entrada U será el  $W_t$  obtenido de la red mediante el bloque del PLL, con el fin de que las ondas moduladoras estén en sincronía con la red. La entrada A es la amplitud que tendrán las moduladoras y con la que se establecerá el control de la potencia reactiva de aportará o consumirá el D-STATCOM. La entrada d es a la cual se le ingresará el desfase que habrá entre la tensión del D-STATCOM y la tensión de la red, con el fin de establecer el control de la potencia activa, ahora, se sabe que el D-STATCOM se hará con un capacitor y no con un banco de baterías en el bus de CD, por lo que en este escenario el D-STATCOM siempre consumirá potencia activa de la red para mantener cargado al capacitor a un nivel de voltaje determinado.

### 3.4.1 Modelado del control de potencia activa en Simulink-MATLAB

Debido a que la topología del D-STATCOM escogida lleva un condensador en el bus de CD y no un banco de baterías, el D-STATCOM solo consumirá potencia activa de la red y no podrá entregar en su defecto. Este consumo de potencia activa de la red tiene como objetivo mantener cargado al condensador dentro de un nivel de voltaje, que para este caso fue de 400V. Lo que se busca es establecer un control para que el desfase (d) de las ondas moduladoras se adecue para mantener al condensador en 400V durante cualquier escenario de carga. Esta etapa de control se hizo estimando una función de transferencia con la herramienta "Ident" que nos facilita Matlab. Para la caracterización de la función de transferencia se estableció como la entrada del sistema un "Step" con un valor de 400 que vendría siendo el valor del voltaje al que se quiere que esté el condensador, y para la salida del sistema se tomó la medición del voltaje en el condensador. Para la caracterización de la entrada del sistema se dispuso del siguiente arreglo:



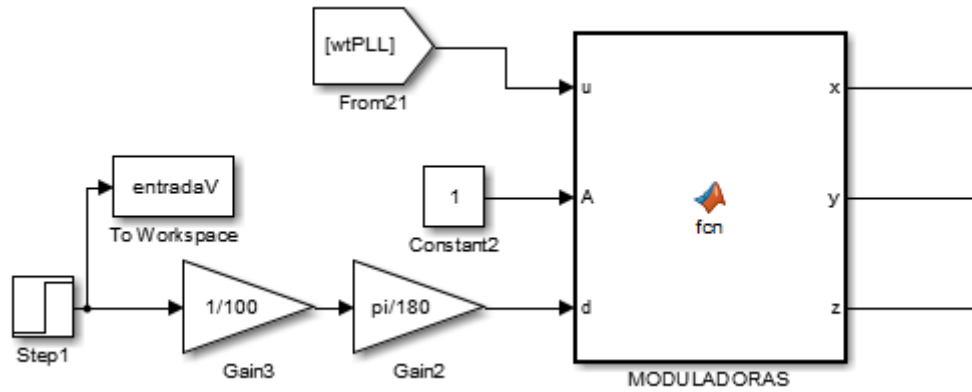


Figura 55. Arreglo para estimar los valores de la entrada de la función de transferencia.

Figura 11. Arreglo para estimar los valores de la entrada de la función de transferencia.

Como se puede observar en la figura 55, mientras se le está dando un valor al desfase  $d$ , la amplitud se deja constante a un valor de 1. El valor del Step es de 400 que vendría siendo el valor del voltaje al que se quiere que esté el condensador, justo esa será la entrada del sistema que se guardará en el bloque de to workspace que tiene como nombre "entradaV". Luego se dispone de una ganancia con el valor de  $1/100$  y el motivo de que esa ganancia se encuentre ahí, es por los límites de estabilidad que presenta una maquina síncrona, el desfase entre el voltaje de la máquina síncrona y el voltaje de la red, debe estar entre  $90^\circ$  y  $-90^\circ$  para que no se presente una pérdida de sincronía. Como la entrada en primera instancia está superando estos límites de estabilidad (ya que tiene un valor de 400), al pasarlo por la ganancia quedaría solo un desfase de  $4^\circ$ , y la última ganancia de  $\pi/180$  solo haría la conversión de grados a radianes.

Solo queda la caracterización de la salida del sistema, estas variables de salida serán tomadas del voltaje medido en el condensador, el arreglo es el siguiente:

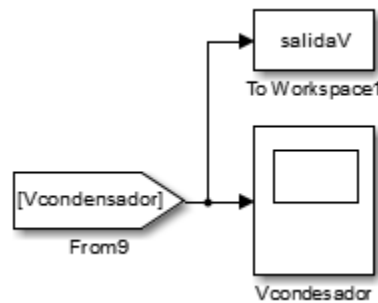


Figura 56. Arreglo para estimar los valores de la salida de la función de transferencia.

Las funciones de transferencia se usan para caracterizar las relaciones de entrada-salida de sistemas que se describen mediante ecuaciones diferenciales lineales invariantes en el tiempo. Mediante estas funciones de transferencia se implementan dichos controles.[23]

La simulación se ejecutó para un tiempo de 0.6 segundos que es donde se estabiliza el sistema, luego que se culminó la simulación se dispuso de la herramienta "Ident" para estimar la función de transferencia con las variables in=entradaV y out=salidaV, cuya función de transferencia obtenida tuvo un 80.04% de estimación. La función de transferencia obtenida se dispuso en el siguiente arreglo con un controlador PID en un control de lazo cerrado como se muestra en la siguiente figura para proceder luego con la sintonización:

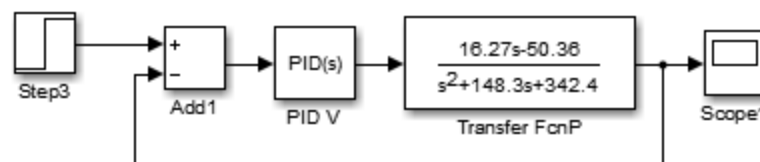


Figura 57. Sintonización del controlador PID en lazo de control cerrado con la planta.

El Step es el mismo que se utilizó como variable de entrada en la caracterización de la función de transferencia. Ahora la sintonización del controlador PID con la planta generó los siguientes valores en las constantes P, I y D:

PID Controller

This block implements continuous- and discrete-time PID control algorithms and includes advanced features such as anti-windup, external reset, and signal tracking. You can tune the PID gains automatically using the 'Tune...' button (requires Simulink Control Design).

Controller: **PID** Form: **Parallel**

Time domain:

Continuous-time  
 Discrete-time

Main **PID Advanced** Data Types State Attributes

Controller parameters

Proportional (P):  [Compensator formula](#)

Integral (I):

Derivative (D):

Filter coefficient (N):

$$P + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}$$

Figura 58. Constantes del controlador PID en lazo de control cerrado con la planta para control de consumo de potencia activa mediante la variación del desfase "d".

El controlador tiene una respuesta rápida con el objetivo de evitar que el condensador tenga las mínimas variaciones de voltajes en los diferentes escenarios. Ahora en la siguiente figura se mostrará cómo queda implementado por completo el control de potencia activa del D-STATCOM:

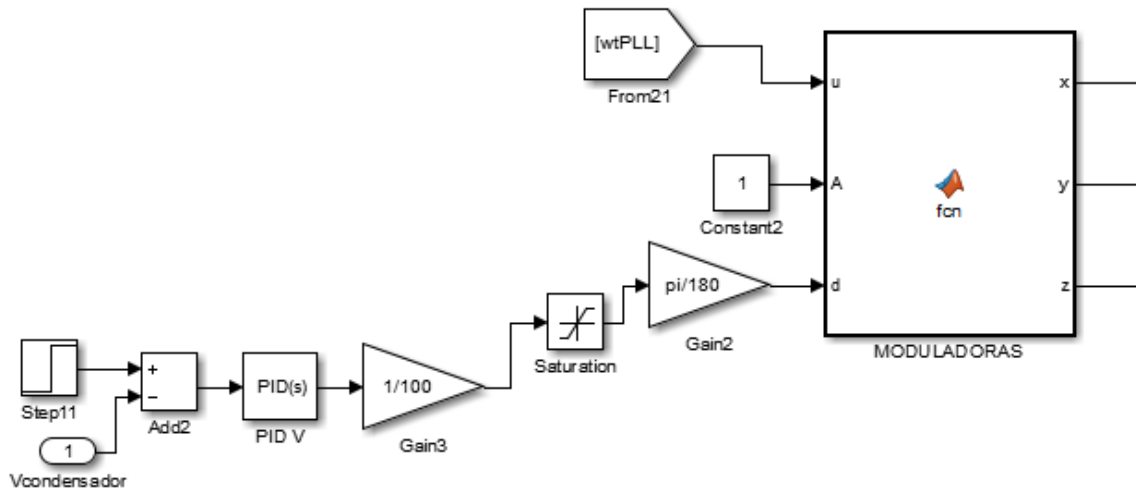


Figura 59. Implementación en Simulink del control de potencia activa del D-STATCOM.

En la figura 59, se puede evidenciar la implementación del control de potencia activa para mantener el voltaje del condensador a un determinado valor constante. El Step será el valor del voltaje del condensador al que se quiere mantener cargado, para este caso fue de 400V. El lazo de control es de lazo cerrado y se cierra con el voltaje medido del condensador en el bloque de adición, luego el controlador PID sintonizado es el encargado de buscar el desfase adecuado para obtener la potencia activa de la red, con el fin de mantener el voltaje del condensador estable en 400V para este caso. El bloque de saturación es para garantizar los límites de estabilidad, es decir, que el desfase no supere los  $90^\circ$  por encima ni lo  $-90^\circ$  por debajo.

### 3.4.2 Modelado del control de potencia reactiva en Simulink-MATLAB

Habiéndose establecido el control de potencia activa, el siguiente paso es realizar la caracterización de la función de transferencia para establecer el control de potencia reactiva que inyectará o consumirá el D-STATCOM en dependencia de los escenarios de cargas. El control básicamente tendrá como objetivo adecuar la amplitud (A) de las ondas moduladoras para compensar la potencia reactiva que demanda la carga. Para ello, se tienen que establecer las variables de entrada y de salida para estimar la función de transferencia que modele el comportamiento de la planta.

Esta etapa se hizo estimando una función de transferencia con la herramienta "Ident" que nos facilita Matlab. Para la caracterización de la función de transferencia se estableció como la entrada del sistema un "Step" con un valor de 100, que vendría siendo el valor de

potencia reactiva que se le pedirá que inyecte el D-STATCOM, y para la salida del sistema se tomó la medición de potencia reactiva a la salida del D-STATCOM. Para la caracterización de la entrada del sistema se dispuso del siguiente arreglo:

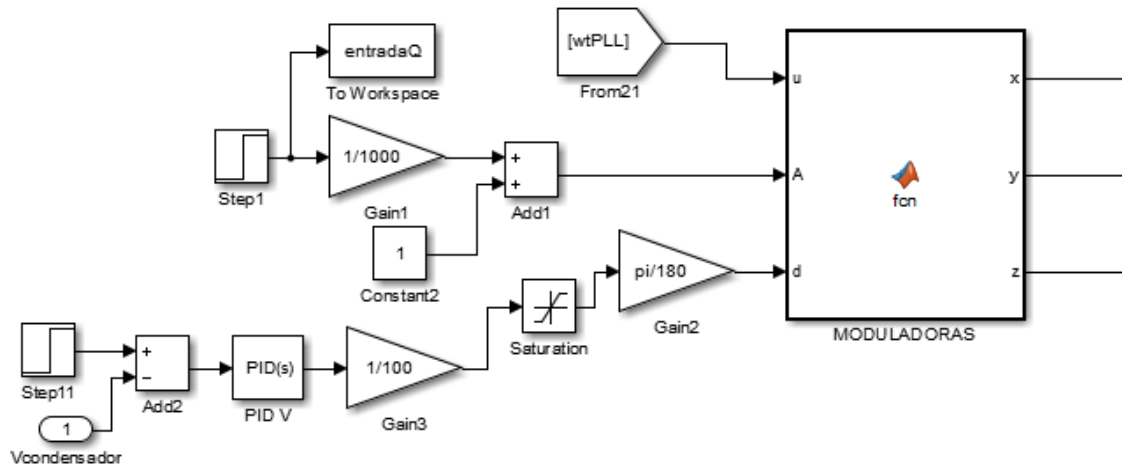


Figura 60. Arreglo para estimar los valores de la entrada de la función de transferencia para establecer control de potencia reactiva.

En la figura 60, se muestra el bloque de las ondas moduladoras, donde en la entrada “d” del bloque ya se encuentra establecido el control del desfase entre las tensiones de la red y la del D-STATCOM, esto con el fin de establecer la potencia activa necesaria que debe consumir el D-STATCOM para mantener cargado al condensador. Ahora en la entrada “A” del bloque de las ondas moduladoras, se dispone de un arreglo para establecer la variable de entrada para la caracterización de la función de transferencia. El valor del Step es de 100 que vendría siendo el valor de la potencia reactiva que se le pedirá que inyecte el D-STATCOM, justo esa será la entrada del sistema que se guardará en el bloque de “to workspace” que tiene como nombre “entradaQ”. Luego se dispone de una ganancia con el valor de 1/1000 y el motivo de que esa ganancia se encuentre ahí, es para crear las variaciones de amplitud en saltos pequeños (0.8 máximo) y así evitar llegar pronto a la sobremodulación o submodulación, luego estos pequeños saltos de amplitud se sumarían con la constante de valor 1.

Solo queda la caracterización de la salida del sistema, estas variables de salida serán tomadas de la potencia reactiva medida en la salida del D-STATCOM, el arreglo es el siguiente:

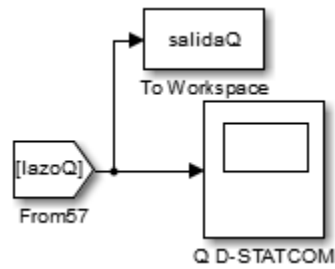


Figura 61. Arreglo para estimar los valores de la salida de la función de transferencia para establecer control de potencia reactiva.

La simulación se ejecutó para un tiempo de 0.6 segundos que es donde se estabiliza el sistema, luego que se culminó la simulación se dispuso de la herramienta "Ident" para estimar la función de transferencia con las variables IN=entradaQ y OUT=salidaQ, cuya función de transferencia obtenida tuvo un 90.05% de estimación. La función de transferencia obtenida se dispuso en el siguiente arreglo con un controlador PID en un control de lazo cerrado como se muestra en la siguiente figura para proceder luego con la sintonización:

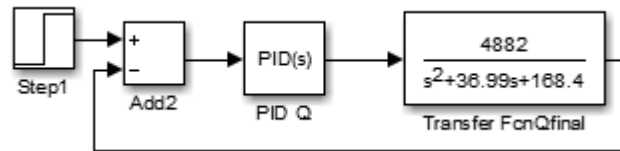


Figura 62. Sintonización del controlador PID en lazo de control cerrado con la planta para el control de potencia reactiva.

El Step es el mismo que se utilizó como variable de entrada en la caracterización de la función de transferencia. Ahora la sintonización del controlador PID con la planta generó los siguientes valores en las constantes P, I y D:

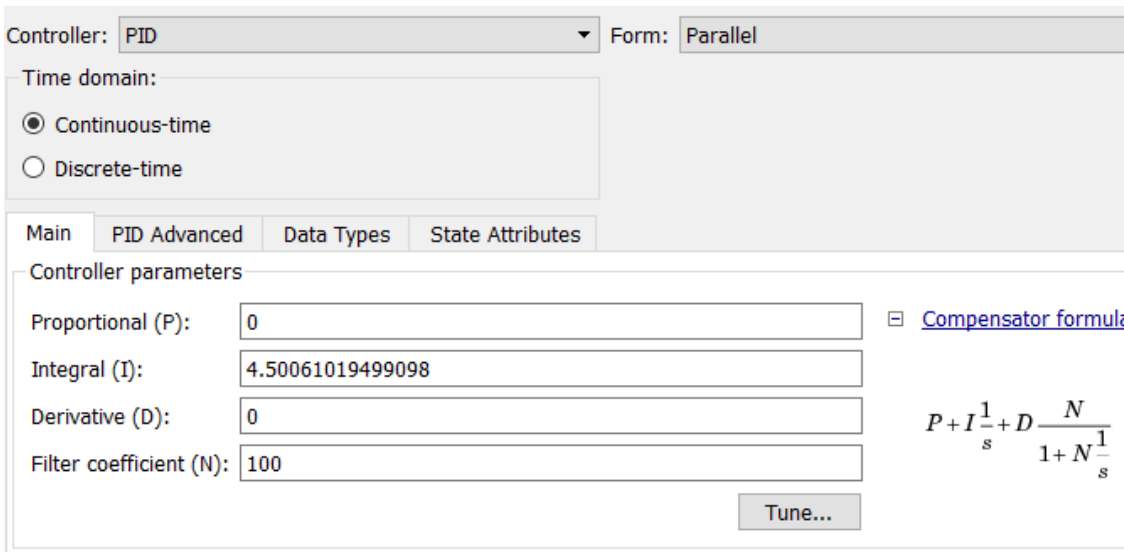


Figura 63. Constantes del controlador PID en lazo de control cerrado con la planta para control de potencia reactiva mediante la variación de la amplitud "A".

Para este caso solo contamos con una constante I que es el encargado de eliminar el error estacionario hasta que sea nulo, mediante compensaciones de bajas frecuencias.[14]

La implementación del control de potencia reactiva queda implementado de la siguiente manera:

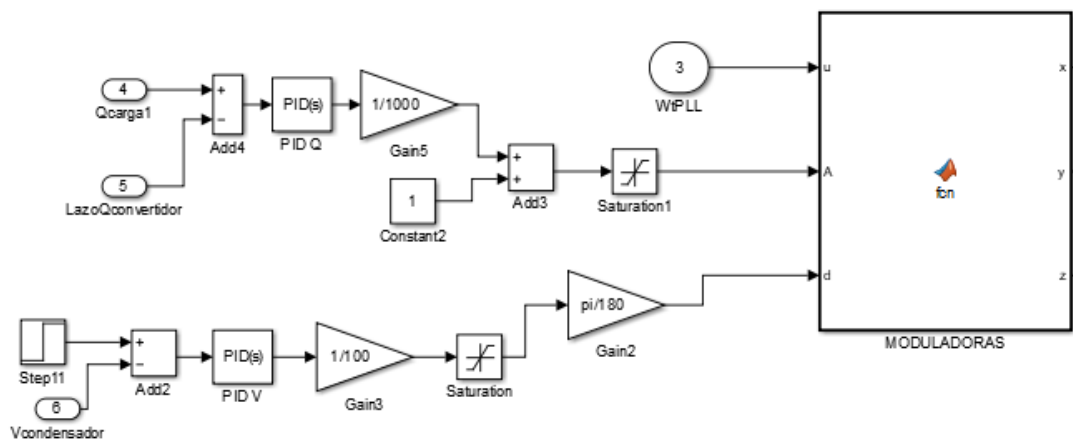


Figura 64. Implementación en Simulink del control de potencia reactiva del D-STATCOM.

En la entrada "A" del bloque de las ondas moduladoras que se muestra en la figura 64, queda establecido el control de potencia reactiva del D-STATCOM. Donde la "Qcarga1" es la potencia reactiva consumida por la carga y que será la que se le pedirá al D-STATCOM que compense. Con el bloque "lazoQconvertidor" se está cerrando el lazo de control y este mismo corresponde a la potencia reactiva medida a la salida del D-STATCOM. El controlador PID será el encargado de adecuar la amplitud de las ondas moduladoras ante cualquier demanda de potencia reactiva. Por ultimo tenemos el bloque de saturación, cuya

finalidad es establecer un límite de variación de la amplitud para no excederse en esta y se produzca una sobremodulación o una submodulación, los límites están entre 1.8 y 0.2 respectivamente.

Como es sabido, la topología escogida para el D-STATCOM posee un reactor en línea con el cual se conectará a la red de distribución. Es por ello que la potencia reactiva consumida por este reactor tiene que compensarse con el D-STATCOM e incluirse en el control de potencia reactiva. Con el siguiente arreglo queda plasmado lo anterior:

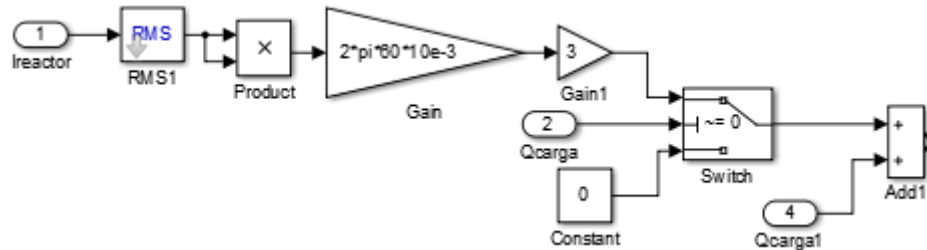


Figura 65. Potencia reactiva de la carga y del reactor.

En la figura 65 se muestra la potencia reactiva total que deberá compensar el D-STATCOM. Lo nuevo de esto, es la potencia reactiva del reactor que está calculada de la siguiente manera  $3I^2X_l$ , luego esta potencia llega al bloque “Switch” que no es más que un condicional para solo compensar la potencia reactiva del reactor, cuando la potencia reactiva de la carga sea diferente de cero. Si el valor de la potencia reactiva de la carga (“Qcarga”) tiene un valor de cero, el “Switch” accionará a la constante cero. Este condicional se hace con el fin de no prolongar la respuesta transitoria que presenta el D-STATCOM al inicio de la simulación, ya que el D-STATCOM intentará compensar la potencia reactiva que consume el reactor ante esta corriente transitoria extremadamente alta.

Toda la etapa de control queda implementada de la siguiente manera:

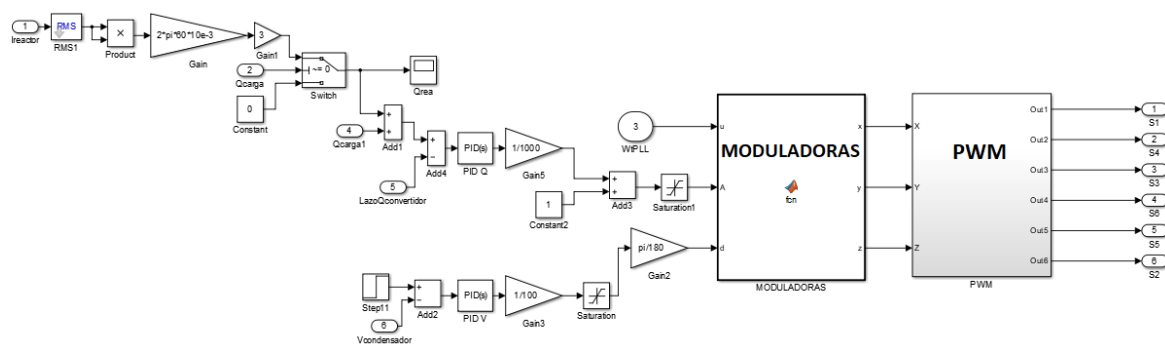


Figura 66. Etapa de control completa.

De esta manera se culmina toda la parte de control del D-STATCOM, donde se puede observar el bloque de las ondas moduladoras con los controles de amplitud y desfase

implementados respectivamente. Así mismo se puede observar de la figura 66 el bloque de PWM acoplado con las moduladoras creadas a partir del control implementado.

## 4. Capítulo 4. Esquema de simulación

### 4.1 Esquema de simulación completo del D-STATCOM junto con la carga a utilizar

El sistema eléctrico de distribución es de suma importancia a la hora de corroborar el funcionamiento del D-STATCOM, es por ello que se implementa en la simulación una red de baja tensión tetrafilar, con la impedancia de la línea de distribución, la carga que será cambiante durante el tiempo de simulación y los diferentes dispositivos de medición.

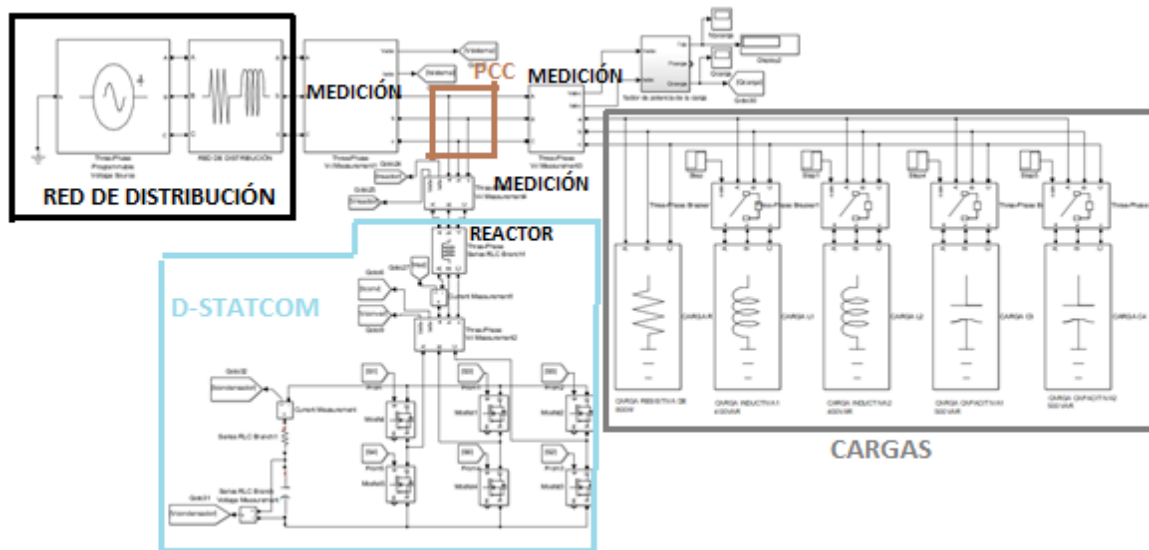


Figura 67. Esquema de simulación.

La red de distribución que se plantea, es una red trifásica tetrafilar con un nivel de tensión de línea de 208V RMS a frecuencia de 60Hz, la implementación de esta fuente se lleva a cabo con el bloque de Simulink llamado "Three-Phase Programmable Voltage Source".



Para la implementación de la impedancia de la línea de distribución se utilizó el bloque de Simulink llamado “Three-Phase series RL branch” mostrado en la figura 67.

En las redes de distribución suelen presentarse valores de resistencias e inductancias bajas, debido a que las longitudes de estas redes no son extensas, es por ello que para este sistema de distribución se manejarán valores de resistencias por fase de  $1\Omega$  e inductancias por fase de  $1\text{mH}$ .

Ahora para el diseño de la carga que tendrá el sistema, se tendrá en cuenta que se deben crear tres escenarios de cargas con los que se pueda corroborar los tres modos de operación del D-STATCOM. Estos modos de operación están directamente relacionados con el tipo de carga de la siguiente manera:

**Modo flotante:** hace referencia a que el D-STATCOM no estará suministrando ni consumiendo potencia reactiva de la red. Este escenario se presenta cuando el sistema posee una carga netamente resistiva, en donde no se requiere compensación alguna de potencia reactiva.[1]

**Modo capacitivo:** este modo se presenta cuando el D-STATCOM suministre potencia reactiva a la red. Este escenario se presenta cuando el sistema posee una carga RL, el D-STATCOM compensará la potencia reactiva que demande la carga ante este escenario.[1]

**Modo inductivo:** este modo hace referencia a cuando el D-STATCOM consume la potencia reactiva que es inyectada por una carga RC al sistema. Este escenario es poco común en los sistemas de distribución debido a que las cargas por naturaleza son RL, sin embargo, se llevará a cabo en la simulación.[1]

Ahora, en base a estos escenarios planteados se diseñan las cargas que tendrá el sistema. En primera instancia el sistema contará con una carga netamente resistiva que sería el primer escenario de carga. Luego se harán conmutar cargas inductivas en instantes diferentes del tiempo de simulación, que se irán añadiendo a la carga resistiva, este sería el segundo escenario de carga (RL). Por último, se harán conmutar las cargas capacitivas, estas anularían a las cargas inductiva quedando un último escenario de carga RC. Estos escenarios de carga se implementaron en Simulink con el bloque llamado Three-Phase series RLC load como se muestra en la siguiente figura:

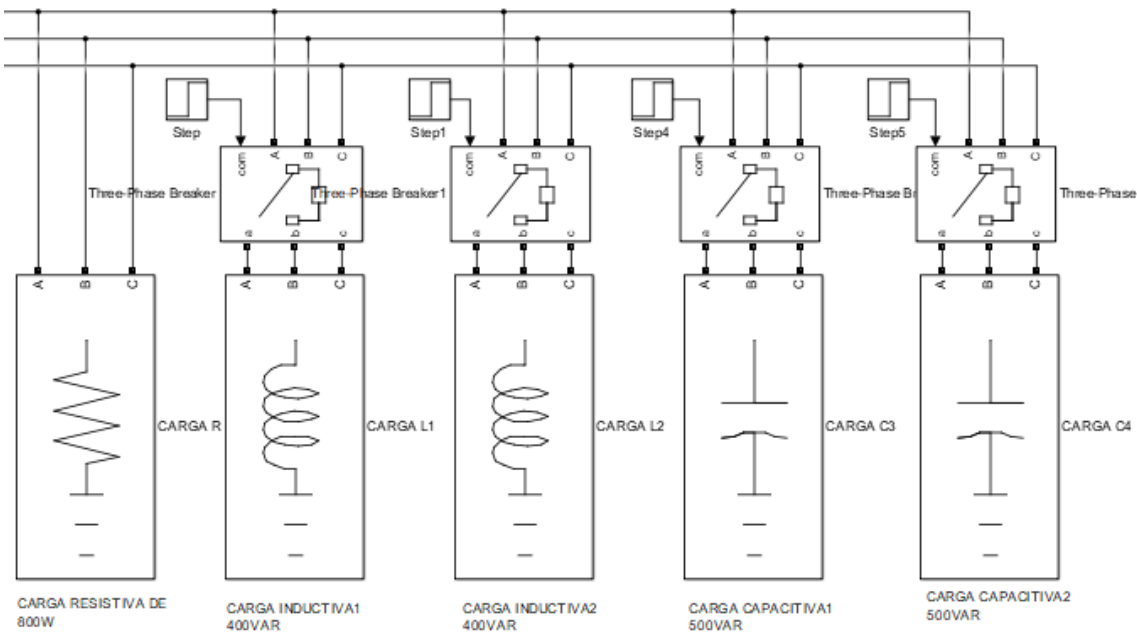


Figura 68. Cargas del sistema de distribución.

En la figura 68 se muestran las cargas que harán parte del sistema de distribución. El sistema está conformado por una carga resistiva (R) de 800W, dos cargas inductivas (L1 y L2) de 400 VAR cada una y dos cargas capacitivas (C3 y C4) de 500VAR cada una. Los interruptores que poseen las cargas inductivas y capacitivas, son normalmente abiertos y la activación de estos se hace en distintos tiempos con los steps que posee cada uno de los interruptores. En el momento que se inicie la simulación el sistema contará solo con la carga resistiva R; luego transcurrido 0.8 segundos de simulación, el step activará al interruptor de la carga inductiva L1 haciendo que esta carga se añada a la carga resistiva, es decir, en ese instante la carga del sistema sería RL con valores de 800W y 400VAR respectivamente. En el instante que el tiempo de la simulación sea igual a 1.8 segundos el interruptor de la segunda carga inductiva L2 se cerrará, haciendo que esta carga se añada a las anteriores, es decir, el sistema sigue teniendo una carga RL, pero ahora con valores de 800W y 800VAR respectivamente. Ahora, transcurridos 3.3 segundos de simulación se cerrará el interruptor de la primera carga capacitiva C3, haciendo que C3 aporte 500VAR de los 800VAR consumidos por las cargas inductivas L1 y L2 que ya hacían parte del sistema, es decir, el sistema sigue teniendo una carga RL, pero con valores de 800W y 300VAR respectivamente. Por último, se hace conmutar el interruptor de la última carga llamada C4 cuando hayan transcurrido 4.6 segundos de simulación, cuando esto ocurra, el sistema contará con una carga RC con valores de 800W y 200VAR, pero haciendo la salvedad que estos 200VAR no serán consumidos si no que serán inyectados a la red.

Con el diseño de carga expuesto anteriormente, se garantizan todos los escenarios en los que se comprobará el correcto funcionamiento del D-STATCOM.

Dada por terminada la etapa de diseño de las cargas, solo queda la implementación y diseños de los bloques de medición que tendrá el sistema de distribución. El primer bloque que se implementa, es el bloque de medición de voltaje y corriente trifásico.

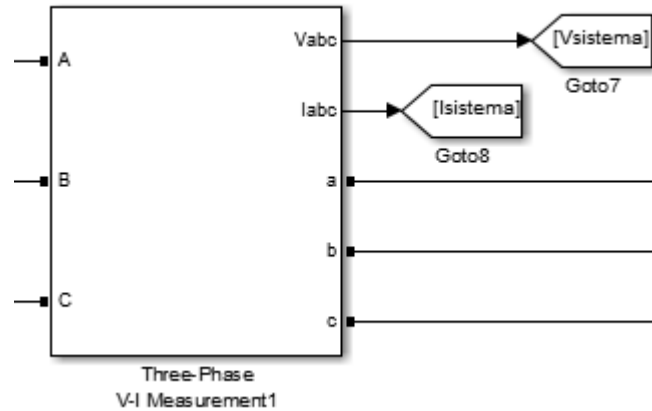


Figura 69. Bloque de medición de voltaje y corriente trifásico.

La ubicación en el sistema del bloque mostrado en la figura 69, se da en tres puntos estratégicos teniendo como referencia el punto común de acoplamiento, el sistema contará con tres bloques de estos. El primer bloque se instalará justo antes del punto común de acoplamiento y será el encargado de medir los valores de fase de voltaje y corriente de la red, es decir, los de la fuente de alimentación. El segundo bloque de medición tendrá la ubicación justo después del punto común de acoplamiento, este será el encargado de medir los valores de fase de voltaje y corriente que llegan a las cargas. Por último, está el tercer bloque de medición que estará ubicado a la salida del convertidor y será el encargado de medir los valores de fase de voltaje y corriente justo a la salida del convertidor.

Una vez establecidos los medidores de voltajes y corrientes en el sistema, se requiere de la implementación de medidores de potencia activa, reactiva y factor de potencia, que serán los parámetros a analizar y los cuales darán los indicios del correcto funcionamiento del D-STATCOM. En la siguiente figura se muestra los subsistemas de medición de potencia activa, reactiva y factor de potencia, implementados para cada uno de los bloques de medición de voltaje y corriente trifásico:

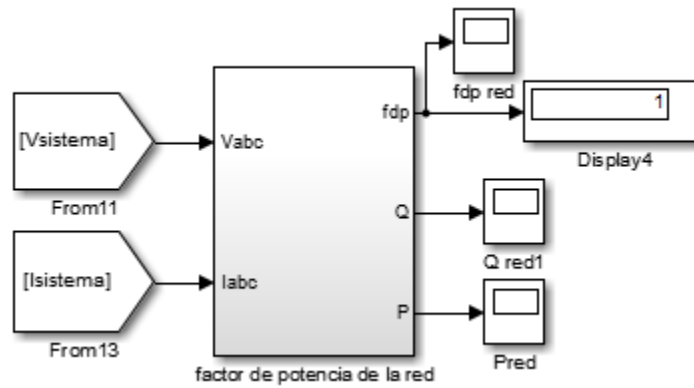


Figura 70. Subsistema de medición de potencia activa, reactiva y factor de potencia.

En la figura 70 se puede observar el subsistema de medición de potencia activa, reactiva y factor de potencia, implementado en la simulación. Las entradas del subsistema que se implementa en la simulación, son los voltajes de fase y las corrientes de fase obtenidas del medidor trifásico implementado y mostrado en la figura 69. Por cada bloque de medición de voltaje y corriente trifásico, se implementa un subsistema de medición de potencia activa, reactiva y factor de potencia, la composición interna de dicho subsistema se muestra en la siguiente figura:

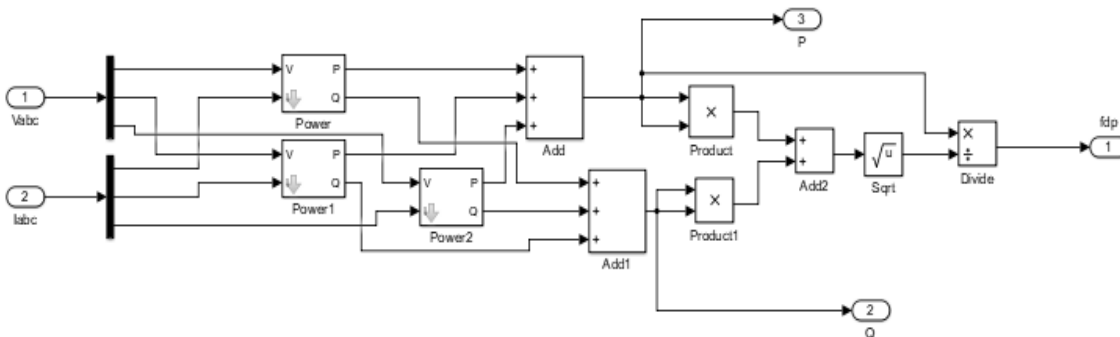


Figura 71. Composición interna del subsistema de medición de potencia activa, reactiva y factor de potencia.

Para la medición de P y Q se ha utilizado un bloque de medición de potencia monofásico como se muestra en la figura 71. Luego se toman cada una de las potencias activas y reactivas de cada una de las fases, y se suman por separadas para así obtener la potencia activa y reactiva trifásica. Para el cálculo del factor de potencia se toma la potencia activa y reactiva trifásica y se elevan al cuadrado cada una de ellas y se suman; luego se le saca la raíz cuadrada para así obtener la potencia aparente y por último obtener factor de potencia dividiendo la potencia activa sobre la potencia aparente.

Con esto se finalizaría el diseño de todo lo que tiene que ver con el sistema eléctrico de distribución.

## 5. Capítulo 5. Análisis de resultados de la simulación

### 5.1 Simulación del sistema frente a diferentes escenarios

La simulación del sistema completo se lleva a cabo en un tiempo total de 5.6 segundos, en los cuales se analizan valores de potencia reactiva, potencia activa, factor de potencia y perfil de tensión de la red. Se realizan dos simulaciones, una con el sistema eléctrico de distribución sin el D-STATCOM acoplado y la otra simulación se lleva a cabo con el D-STATCOM acoplado, esto con el fin de observar como el D-STATCOM realiza mejoras a la red con su funcionamiento.

#### 5.1.1 Análisis de potencias reactivas

Se empieza analizando los valores de las potencias reactivas relacionadas en el sistema de distribución, en la siguiente figura se muestra el consumo de potencia reactiva de la carga durante toda la simulación:

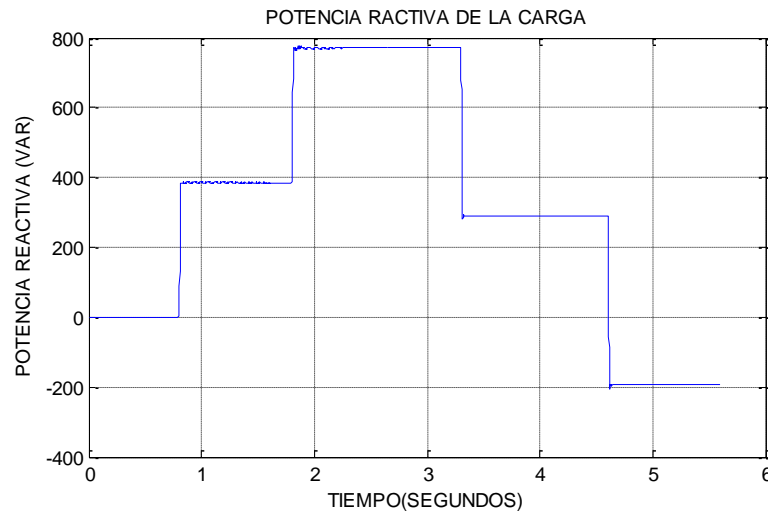


Figura 72. Potencia reactiva de la carga.

En la figura 72 se muestra la demanda de potencia reactiva de las cargas, por convención cuando la potencia reactiva presenta valores positivos, las cargas están consumiendo dicha potencia y cuando presenta valores negativos, esta está inyectando potencia reactiva a la red.

Cuando la simulación se lleva a cabo sin el D-STATCOM acoplado, la red presenta el siguiente comportamiento con respecto a la potencia reactiva de la carga:

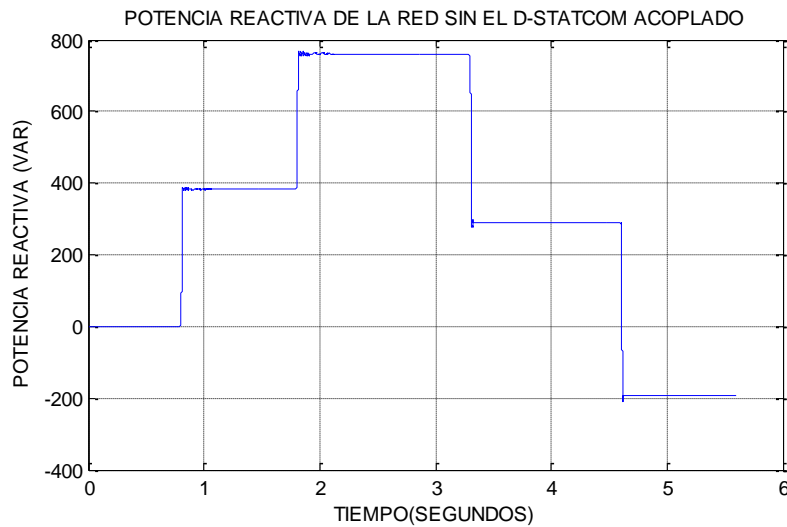


Figura 73. Potencia reactiva de la red sin el D-STATCOM acoplado.

En la figura 73 se puede observar como la red asume toda la potencia reactiva de la carga, es por ello que la figura 72 y 73, presentan el mismo comportamiento. Con el D-STATCOM se busca que la red solo asuma el consumo de potencia activa de la carga.

Ahora se lleva a cabo la simulación con el D-STATCOM acoplado a la red y se analiza la potencia reactiva que inyecta o consume este dispositivo:

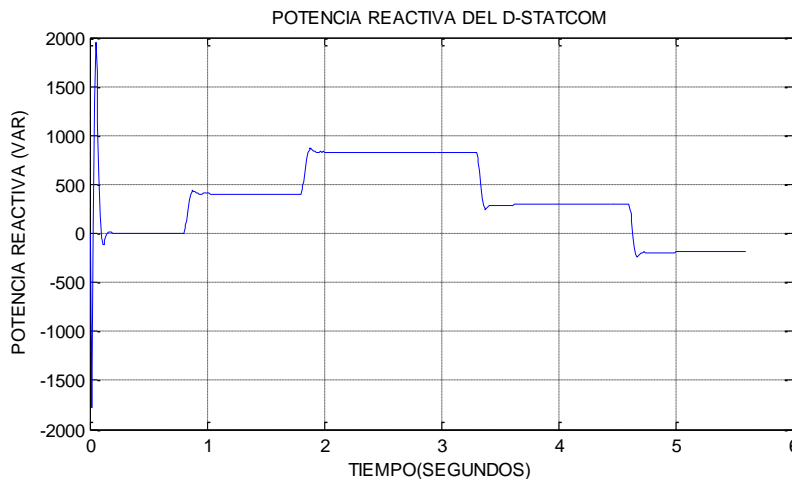


Figura 74. Potencia reactiva del D-STATCOM acoplado a la red.

En la figura 74 se puede evidenciar que el D-STATCOM es quien ahora asume la demanda de potencia reactiva de la carga, pero con un transitorio en los primeros ciclos de la simulación. Por convención, cuando la potencia reactiva del D-STATCOM es positiva, este la está entregando a la red y cuando es negativa, este consumirá los excesos de potencia reactiva que presenta el sistema. Es aquí donde se puede corroborar los tres modos de operación del D-STATCOM, desde el instante cero hasta 0.8 segundos de la simulación opera en modo flotante. Desde los 0.8 segundos hasta los 4.6 segundos de simulación, el

D-STATCOM opera en modo capacitivo. Por último, desde los 4.6 segundos hasta los 5.6 segundos donde se termina la simulación, el D-STATCOM opera en modo inductivo.

Ahora queda analizar el comportamiento que la red presenta con respecto a la potencia reactiva demandada por la carga, pero ya con el D-STATCOM acoplado:

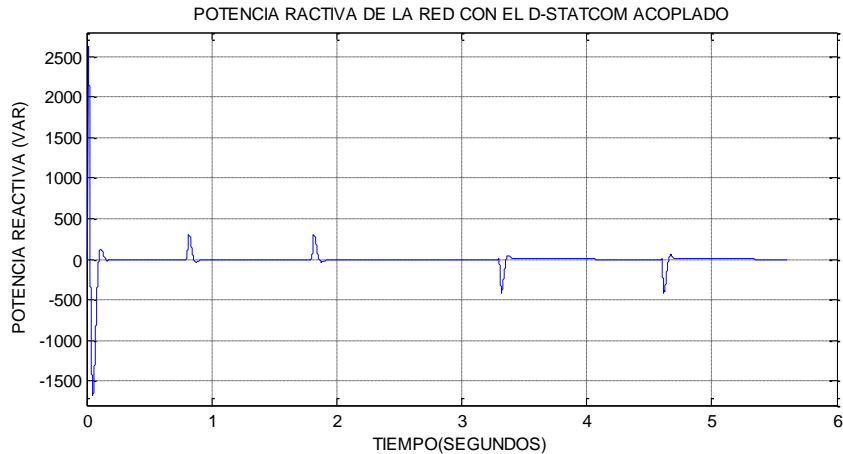


Figura 75. Potencia reactiva de la red con el D-STATCOM acoplado.

En la figura 75 se puede observar como la red mantiene en cero el valor de la potencia reactiva debido a la compensación eficiente que brinda el D-STATCOM. Los transitorios que se pueden observar, se presentan cada vez que se conmutan las cargas y esto se debe, a que mientras el control del D-STATCOM actúa, la red asumirá por instantes pequeños de tiempo cierta potencia reactiva de la carga. Así mismo, se puede observar que los transitorios poseen picos positivo y negativos, debido al tipo de carga que se conmuta. Cuando la carga es inductiva, los transitorios son positivos y cuando la carga es capacitiva, los transitorios serán negativos. Todo esto se debe por la convención que se le da al flujo de potencia, cuando se conmutan las cargas inductivas, la red intenta suplir dicha potencia reactiva inyectándola hacia la carga, presentándose así estos transitorios positivos y cuando se conmutan las cargas capacitivas, estas cargas intentan inyectar potencia reactiva hacia la red mientras actúa el control del D-STATCOM, presentándose así estos transitorios negativos.

### 5.1.2 Análisis de factor de potencia

Habiéndose analizado la potencia reactiva en todos los escenarios posible, se analizará ahora los valores del factor de potencia que presenta la carga y la red, antes y después del acoplamiento del D-STATCOM. El factor de potencia de la carga durante el tiempo de simulación es el siguiente:

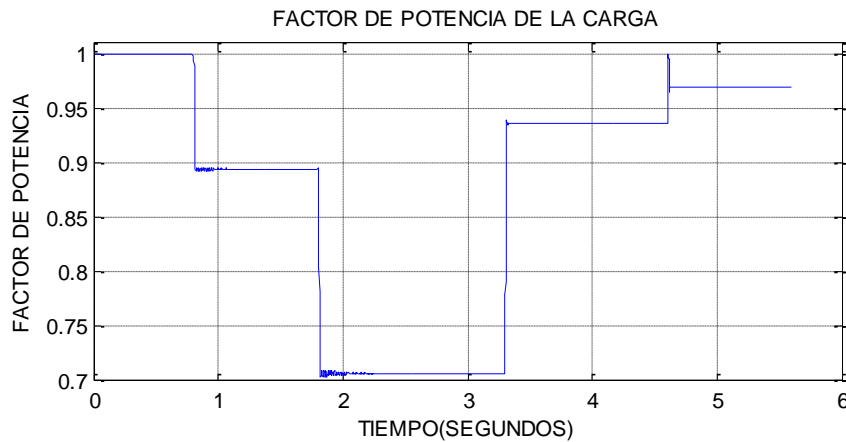


Figura 76. Factor de potencia de la carga.

En la figura 76 se puede observar el valor del factor de potencia de la carga durante el tiempo de simulación, durante el tiempo de 0.8 segundos y 4.6 segundos, la carga presenta factor de potencia inductivo, mientras que desde los 4.6 segundos hasta los 5.6 segundos, la carga presenta factor de potencia capacitivo. En el lapso de tiempo de simulación comprendido entre 1.8 segundos y 3.3 segundos, se presenta el peor escenario de carga con un valor de potencia reactiva inductiva de 800VAR, deteriorando así el factor de potencia hasta aproximadamente 0.7 inductivo.

Con la simulación del sistema de distribución sin el D-STATCOM acoplado, la red mostró los siguientes valores de factor de potencia:

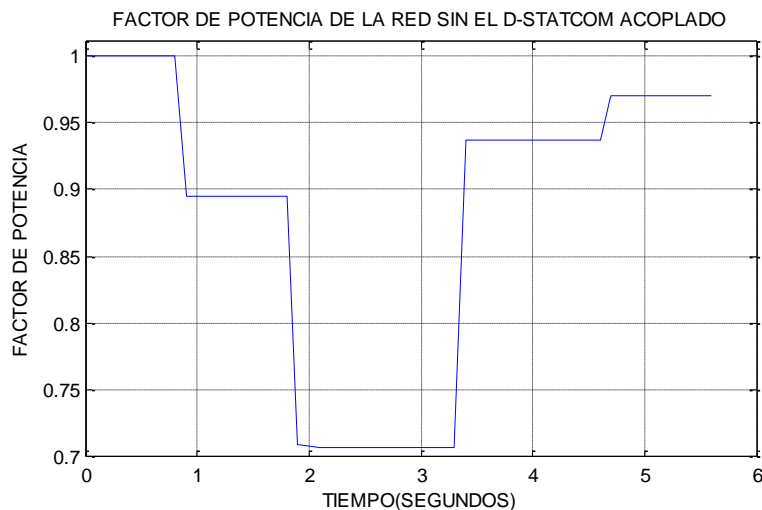


Figura 77. Factor de potencia de la red sin el D-STATCOM acoplado.

Tal como se puede observar en la figura 77, el factor de potencia de la red tendría los mismos valores del factor de potencia de la carga. Esto se debe a que la carga tomaría directamente de la red la potencia reactiva que consume.



Ahora se analiza el factor de potencia de la red, pero con el D-STATCOM acoplado a la red, el resultado fue el siguiente:

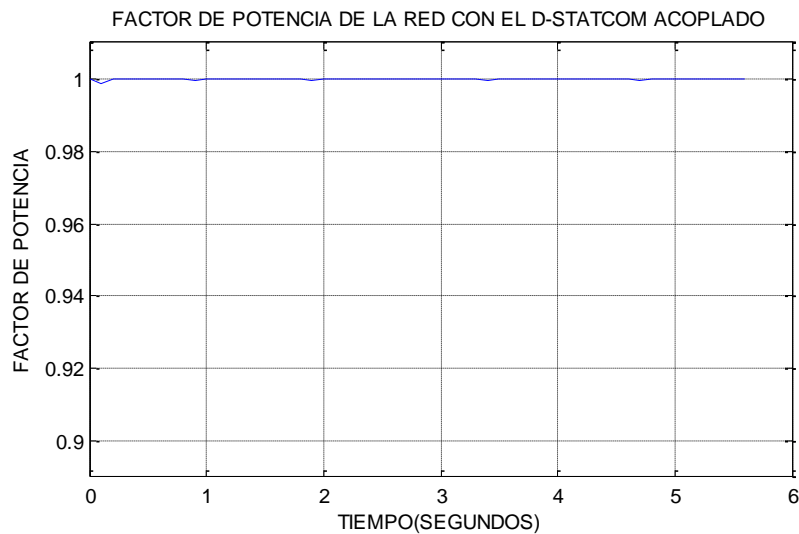


Figura 78. Factor de potencia de la red con el D-STATCOM acoplado.

Con lo mostrado en la figura 78, se da cumplimiento al objetivo general de este trabajo que era mejorar el factor de potencia de una carga RL mediante un D-STATCOM. Sin importar la naturaleza de la carga, la red siempre tendrá un factor de potencia unitario debido a que el D-STATCOM siempre estará aportando o consumiendo los reactivos de la carga, convirtiendo a la red como una fuente que solo entregará potencia activa.

### 5.1.3 Análisis de potencia activa

La potencia activa que entrega la red se muestra en la siguiente figura:

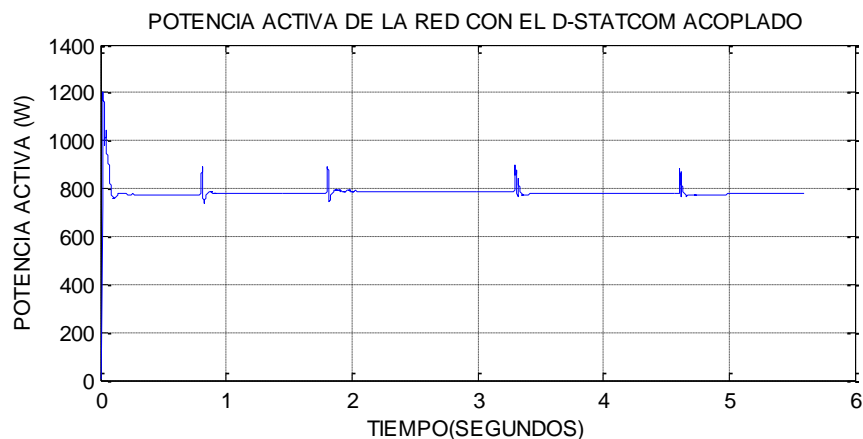


Figura 79. Potencia activa de la red con el D-STATCOM acoplado.

Como se muestra en la figura 79, la red está entregando aproximadamente 800W, supliendo así el consumo de la carga resistiva del sistema y así mismo dando la potencia activa que requiere el D-STATCOM para mantener cargado al capacitor en 400V.

Ahora se muestra el consumo de potencia activa del D-STATCOM durante el tiempo de simulación en la siguiente figura:



Figura 80. Potencia activa del D-STATCOM.

En la figura 80 se puede observar que la potencia activa presenta valores negativos, esto se debe a que el D-STATCOM durante toda la simulación está consumiendo potencia activa de la red con el fin de mantener cargado al capacitor. También se puede ver que el consumo de potencia activa del D-STATCOM es muy baja, dando así una buena eficiencia energética. El consumo mayor de potencia activa del dispositivo se presenta cuando se llega al peor escenario de carga (800VAR), dicho consumo llega máximo a 17W. Para dar veracidad a lo anterior, se muestra el voltaje medido en el capacitor en la siguiente figura:

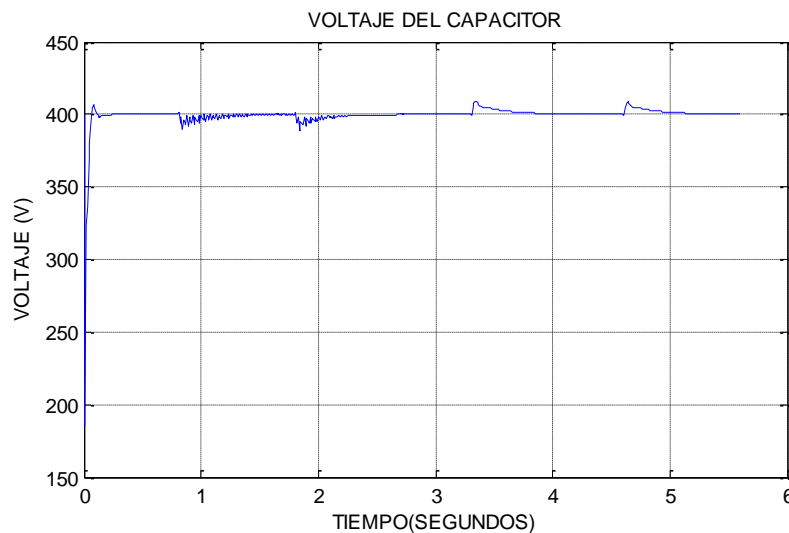


Figura 81. Voltaje del capacitor.

En la figura 81 se puede observar como el voltaje del capacitor se mantiene constante en el valor de 400V gracias a la técnica de control implementada.

### 5.1.4 Análisis del perfil de tensión

Por último, se analiza el perfil de tensión de la red para comprobar si se le da un punto de estabilidad al sistema con dispositivos de compensación. En la siguiente figura se muestra el perfil de tensión de la red sin el D-STATCOM acoplado:

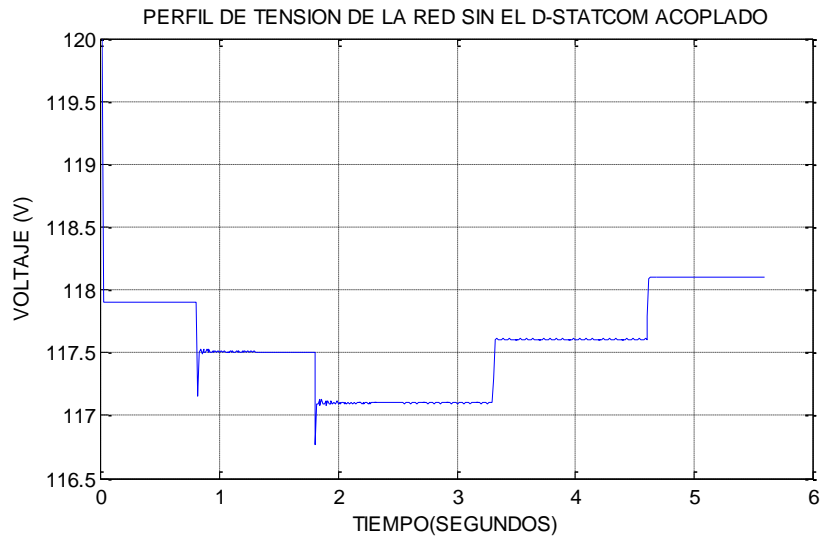


Figura 82. Perfil de tensión de la red sin el D-STATCOM acoplado.

En la figura 82 se puede observar lo inestable que es la magnitud de voltaje de la red cuando se tiene cargas cambiantes en el tiempo y no se cuenta con un compensador de potencia reactiva.

Ahora se mostrará el perfil de tensión de la red con el D-STATCOM acoplado en la siguiente figura:



Figura 83. Perfil de tensión de la red con el D-STATCOM acoplado.

Notablemente se puede visualizar la mejora de la estabilidad en el perfil de tensión de la red en la figura 83, dándole así mayor importancia a estos dispositivos de compensación de potencia reactiva a la hora de ser utilizados para dichas finalidades.

### 5.1.5 Análisis de las ondas de corrientes y tensión del D-STATCOM

Las ondas de corrientes generadas por el D-STATCOM en los diferentes instantes de tiempo fueron las siguientes:

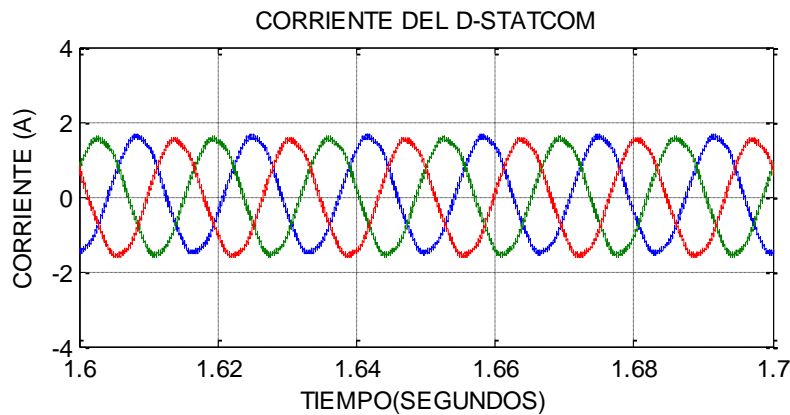


Figura 84. Corriente trifásica del D-STATCOM.

En la figura 84 se muestra la corriente trifásica generada por el D-STATCOM comprendida entre el tiempo de simulación de 1.6 segundos y 1.7 segundos, en este intervalo de tiempo se compensa una potencia reactiva de 400 VAR, correspondiente a la primera carga inductiva conmutada.

La corriente trifásica correspondiente a cuando se conmuta la segunda carga inductiva es la siguiente:

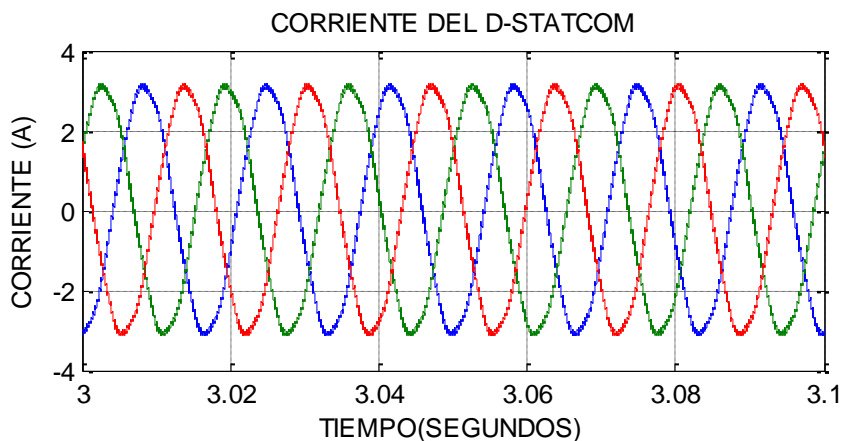


Figura 85. Corriente trifásica del D-STATCOM.

En la figura 85 se muestra la corriente trifásica generada por el D-STATCOM comprendida entre el tiempo de simulación de 3 segundos y 3.1 segundos, en este intervalo de tiempo se compensa una potencia reactiva inductiva de 800 VAR, correspondiente a la suma de la primera carga inductiva y la segunda carga inductiva conmutada. En este escenario es donde se presenta la mayor magnitud de corriente.

Para el siguiente escenario de carga, la corriente generada por el D-STATCOM fue:

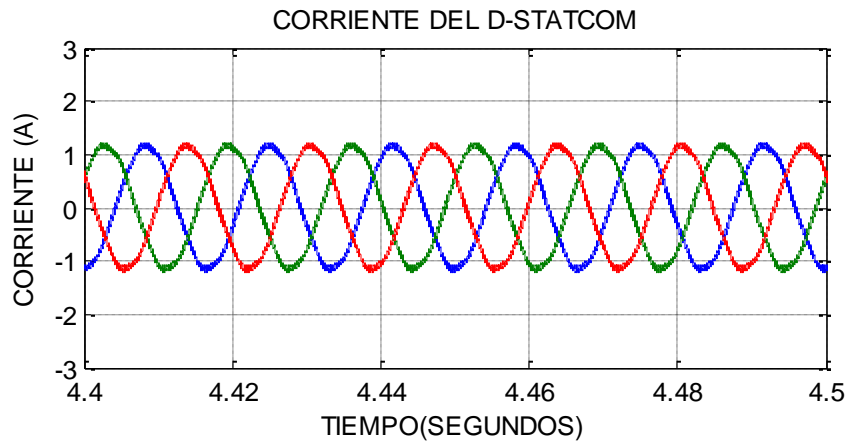


Figura 86. Corriente trifásica del D-STATCOM.

En la figura 86 se muestra la corriente trifásica generada por el D-STATCOM comprendida entre el tiempo de simulación de 4.4 segundos y 4.5 segundos, en este intervalo de tiempo se compensa una potencia reactiva inductiva de 300 VAR, correspondiente a la suma de la primera carga inductiva, la segunda carga inductiva y la carga capacitiva conmutada.

El último escenario de carga (netamente capacitivo), la corriente presentó el siguiente comportamiento:

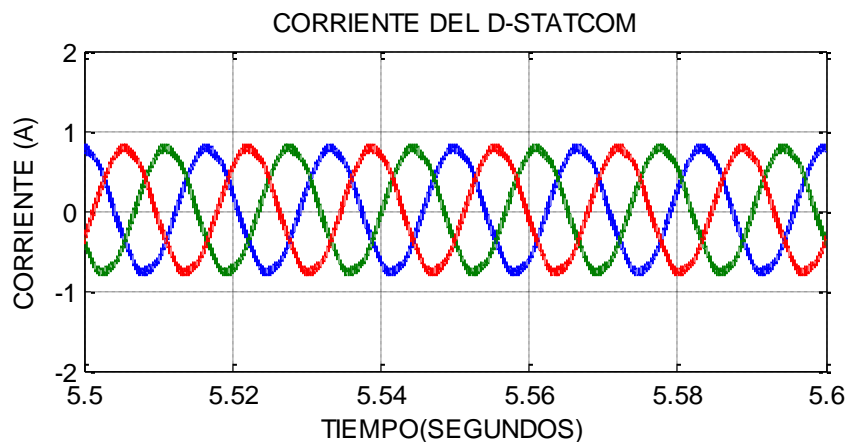


Figura 87. Corriente trifásica del D-STATCOM.

En la figura 87 se muestra la corriente trifásica generada por el D-STATCOM comprendida entre el tiempo de simulación de 5.5 segundos y 5.6 segundos, en este intervalo de tiempo

se compensa una potencia reactiva capacitiva de 200 VAR, correspondiente a la suma de la primera carga inductiva, la segunda carga inductiva y las dos cargas capacitivas conmutada, prevaleciendo así en el sistema una carga puramente capacitiva.

Las ondas de las corrientes trifásica del D-STATCOM durante toda la simulación son las siguientes:

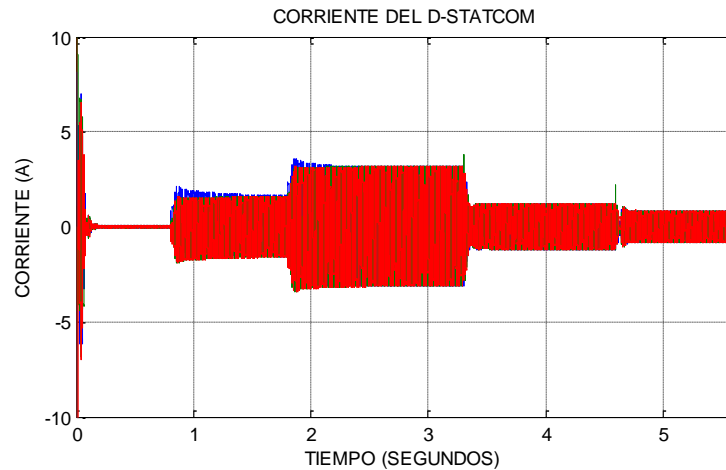


Figura 88. Corriente trifásica del D-STATCOM durante toda la simulación.

En la figura 88 se puede observar los cambios de magnitud de la corriente trifásica del D-STATCOM ante las variaciones de la carga durante toda la simulación. También se puede observar que a inicios de la simulación se presenta una respuesta transitoria, esta respuesta transitoria se puede ver en la siguiente figura de manera más detallada:

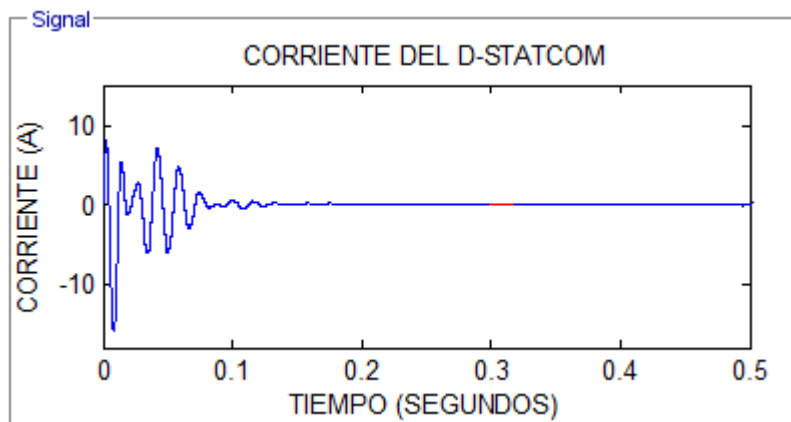


Figura 89. Corriente transitoria de una de las fases del D-STATCOM.

La corriente transitoria que se presenta en la figura 89 durante el intervalo de tiempo de 0 a 0.1 segundos, se debe que al momento que inicia la simulación las tensiones de la red y del D-STATCOM no se encuentran igualadas.

Ahora se presentan las ondas de tensión del D-STATCOM medidas después del reactor:

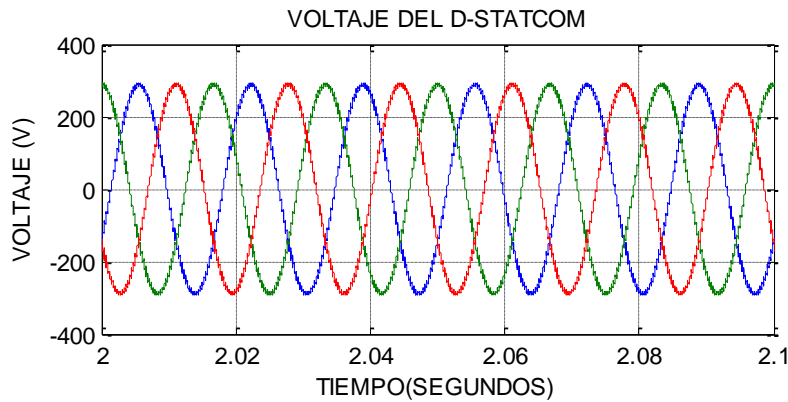


Figura 90. Voltaje trifásico del D-STATCOM.

Como se puede observar en la figura 90, las ondas de tensión generadas por el D-STATCOM son totalmente equilibradas, permaneciendo constantes durante todo el tiempo de simulación a un valor aproximado de 300V.

### 5.1.6 Análisis del contenido armónico de las ondas de corriente y tensión del D-STATCOM

Se analizan las ondas de corrientes, primeramente, en dos escenarios. El primer escenario, es cuando se compensa la mayor potencia reactiva y el segundo escenario, es cuando el D-STATCOM compensa la carga que es netamente capacitiva.

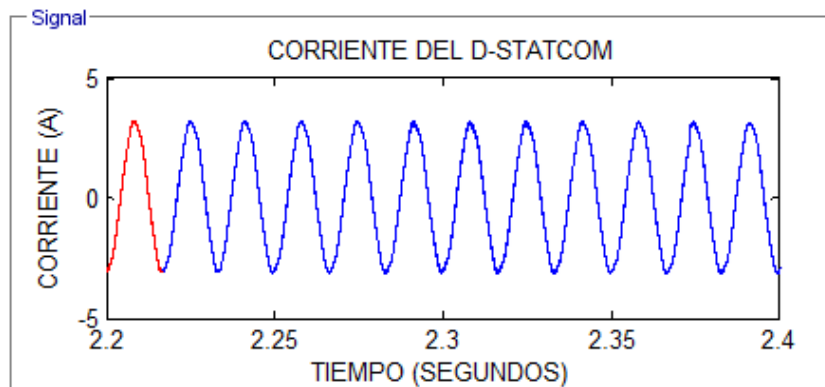


Figura 91. Corriente de una de las tres fases del D-STATCOM.

En la figura 91 se muestra una de las tres fases de las corrientes generadas por el D-STATCOM, el análisis del FFT se lleva a cabo en un ciclo, es decir, al segmento de la forma de onda que está en color naranja en la figura 91.

El resultado del análisis del FFT se presenta en la siguiente figura:

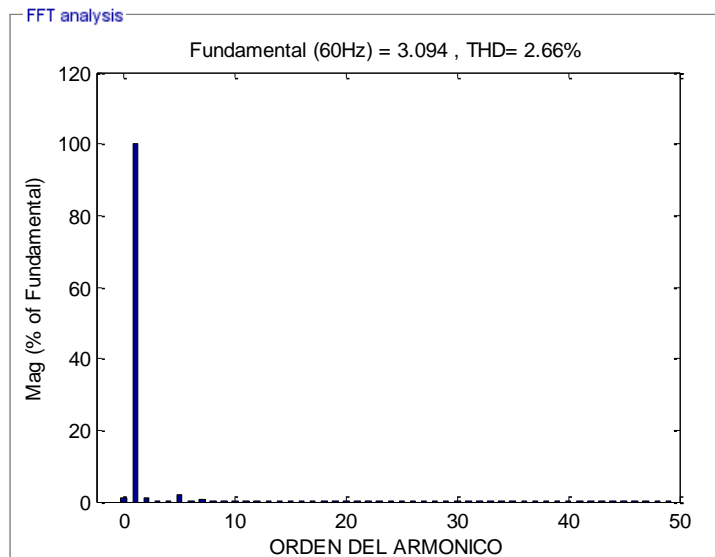


Figura 92. Contenido armónico de la corriente del D-STATCOM.

En la figura 92 se puede observar el contenido armónico de la forma de onda mostrada en la figura 91. Se puede decir que el contenido armónico es considerablemente poco, ya que este tiene un valor de 2.66% de THD.

Ahora se analiza la forma de onda de la corriente generada por el D-STATCOM cuando la carga es netamente capacitiva:

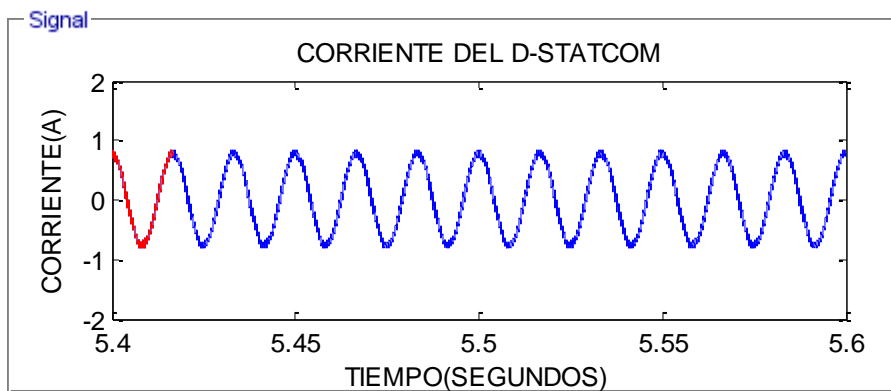


Figura 93. Corriente de una de las tres fases del D-STATCOM.

En la figura 93 se muestra una de las tres fases de las corrientes generadas por el D-STATCOM, el análisis del FFT se lleva a cabo también para un ciclo, es decir, al segmento de la forma de onda que está en color naranja en la figura 93.

El resultado del análisis del FFT se presenta en la siguiente figura:



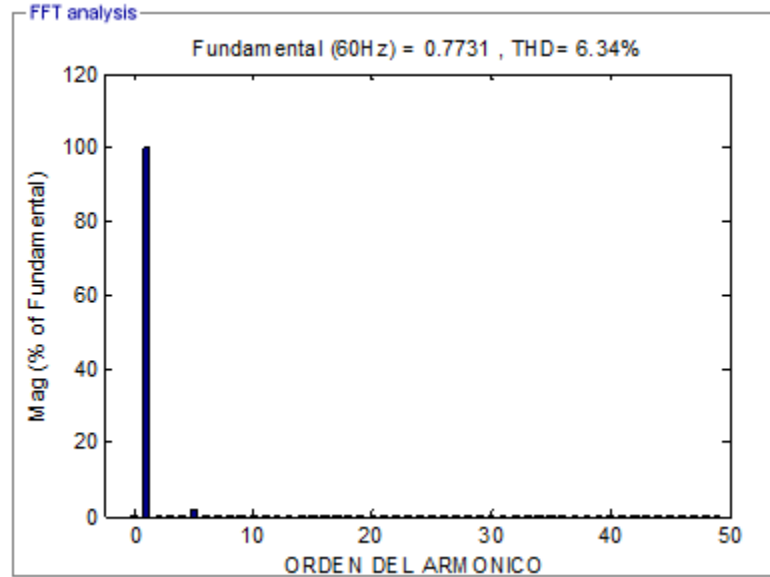


Figura 94. Contenido armónico de la corriente del D-STATCOM.

En la figura 94 se puede observar el contenido armónico de la forma de onda mostrada en la figura 93. Se puede decir que el contenido armónico es alto en comparación con el contenido armónico mostrado en la figura 92, ya que en este caso tiene un valor de 6.34% de THD.

Por último, se analiza la forma de onda de una de las fases de tensión generada por el D-STATCOM:

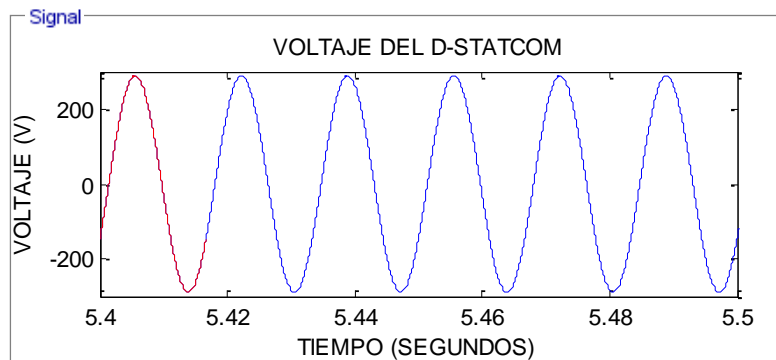


Figura 95. Tensión de una de las tres fases del D-STATCOM.

En la figura 95 se muestra una de las tres fases de las tensiones generadas por el D-STATCOM, el análisis del FFT se lleva a cabo para un ciclo, es decir, al segmento de la forma de onda que está en color naranja en la figura 95.

El resultado del análisis del FFT se presenta en la siguiente figura:

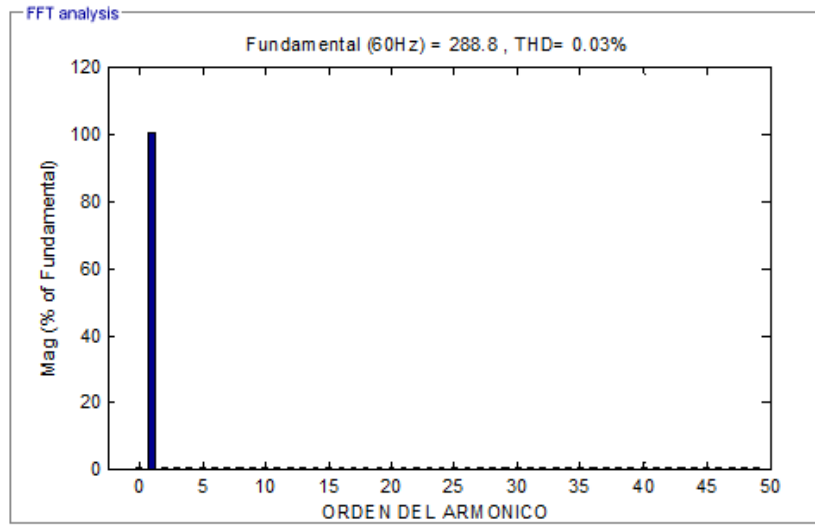


Figura 96. Contenido armónico de la corriente del D-STATCOM.

En la figura 96 se puede observar el contenido armónico de la forma de onda mostrada en la figura 95. Se puede decir que el contenido armónico es casi nulo, ya que en este caso tiene un valor de 0.03% de THD.

## Conclusiones

1. Los principales objetivos logrado de este proyecto se resumen de la siguiente manera:
  - La topología del D-STATCOM fue seleccionada bajo el criterio de las soluciones brindadas por cada una de las topologías presentadas a la hora de estar en operación en la red, como el objetivo general de este trabajo es mejorar el factor de potencia de una carga RL, la topología trifásica de puente completo fue la escogida en este proyecto debido a que está limitada solamente a la compensación de potencia reactiva y sí, todas las topologías compensan potencia reactiva debido a que esa es la principal característica del D-STATCOM pero con los avances que ha tenido este dispositivo, se han venido implementando topologías que aparte de compensar potencia reactiva, ayudan a mitigar problemas o fenómenos presentes en la red, tales como: armónicos y componente de CD, pero estas topologías hacen que su implementación o simulación adquiera un grado de dificultad mayor. Es por ello que se consideró la topología trifásica de puente completo como la adecuada para este proyecto.
  - La técnica de control de potencia del D-STATCOM implementada en este trabajo, fue inspirada en el funcionamiento ideal de un generador síncrono conectado a la red, en donde con la variación de la f.e.m interna de la máquina síncrona se logra tener un control de potencia reactiva inyectada o consumida de la red y con la variación del desfase entre el voltaje de la red y la f.e.m del generador síncrono se obtiene un control de potencia activa. Este control se ha implementado variando la amplitud y el desfase de las ondas moduladoras del SPWM, es por ello que el control de potencia reactiva (variando amplitud de las ondas moduladoras) con esta técnica presentó limitaciones a la hora de compensar valores grandes de potencia reactiva, ya que cuando se dispuso del D-STATCOM para compensar grandes consumos de potencia reactiva se presentaba una sobremodulación (se excedía la amplitud de las ondas moduladoras) haciendo que la parte lógica del SPWM no se pudiera llevar a cabo y dicho control no funcionase en estas condiciones. Lo mismo sucede cuando el D-STATCOM tiene que consumir grandes valores de potencia reactiva, pero para este caso se presentaría una submodulación haciendo que

- el control no pueda llevarse a cabo para estas condiciones. El control de potencia activa (variación del desfase de las ondas moduladoras) no presentó ningún tipo de inconvenientes en cuanto a el funcionamiento e implementación.
- La topología del convertidor de potencia fue la trifásica de dos niveles y 6 pulsos, debido a que no es objeto de estudio el contenido armónico que se inyecta mediante este dispositivo, tal como para utilizar una topología multinivel asimétrico u otra, es por ello que se recurre a conectar al D-STATCOM mediante un reactor en línea. La implementación del convertidor se lleva a cabo con dispositivos de conmutación MOSFET'S ya que la técnica de control limitaba a utilizar pequeñas cargas, lo cual era innecesario utilizar otros dispositivos de conmutación de altas potencias como los IGBT'S o los GTO'S.
  - Las limitaciones que nos hace la técnica de control en cuanto a la potencia reactiva que se puede compensar, también hizo limitaciones al diseño del sistema de distribución eléctrico obligando así a utilizar cargas realmente pequeñas en comparación con valores reales de cargas como se tenía previsto realizar este trabajo.
  - Con la simulación realizada ante los diferentes escenarios de cargas se obtuvieron todos los beneficios que se consiguen cuando se realiza una correcta compensación de potencia reactiva, los cuales fueron: mejoramiento del factor de potencia de la red (el cual pasó a la unidad), se logró ampliar la capacidad de la red en cuanto a la potencia activa que podía suministrar con un factor de potencia menor a uno, se logró establecer un soporte de voltaje de línea para evitar la inestabilidad de voltajes producidos por la misma carga (Overvoltage, Undervoltage) y también se logró eliminar los Sag's y Swell's producidos por las conmutaciones de carga. Se puede decir que el D-STATCOM es un dispositivo con el cual se obtiene muchos beneficios de manera eficaz y contundente. Con todo esto se logra comprobar el correcto funcionamiento de la técnica de control de potencia implementada para el D-STATCOM y se le da cumplimiento al objetivo general de este trabajo.
2. Recomendaciones para futuras mejoras a este trabajo:
- Para corregir el problema de limitación de la técnica de control de potencia reactiva del D-STATCOM se tendría que crear la onda portadora del SPWM con la misma amplitud que establece el control para las ondas moduladoras ante la

demanda de cualquier carga y así se evitaría problemas de sobremodulación o submodulación y se podría compensar una cantidad mayor de potencia reactiva.

- Para la reducción del contenido armónico que es inyectado por el por el D-STATCOM, se podría cambiar la topología del convertidor de potencia por una de multinivel y así lograr una onda más sinusoidal a la salida de este dispositivo. La otra opción sería dejar la topología del convertidor actual y utilizar un filtro RLC a la salida del D-STATCOM.



## A. Anexo: Transformadas de Clarke y Park

La teoría de los vectores espaciales ha demostrado ser una herramienta útil para analizar y modelar sistemas trifásicos. Esta teoría se basa en las teorías de transformación d-q-0 y  $\alpha$ - $\beta$ -Y presentadas por Park (1929) y Clarke (1951). Originalmente fue desarrollado para estudios de máquinas eléctricas. Desde entonces, ha habido muchas aplicaciones en convertidores de potencia y unidades de CA. Las aplicaciones iniciales se limitaron a la transformación  $\alpha$ - $\beta$  solo porque las máquinas eléctricas y otras cargas trifásicas estudiadas eran cargas equilibradas y no había componentes de secuencia cero. La dimensión del espacio para la modulación del vector espacial (SVM) aplicada fue 2D. La transformación de Clarke para sistemas trifásicos sin componentes simétricos de secuencia cero viene dada por:[24]

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

La capacidad de la transformación  $\alpha$ - $\beta$  para representar un sistema balanceado trifásico por un solo vector en 2D, llevó a las investigaciones a aplicar SVM en cargas trifásicas no balanceadas con transformación  $\alpha$ - $\beta$ -Y. El primer SVM 3D fue reportado por Zhang et al. en 1997. En un sistema desequilibrado que tiene componentes de secuencia cero, el componente Y es una cantidad distinta de cero y ya no es posible la representación del vector espacial 2D de la cantidad trifásica. La transformación de Clarke para tal sistema se da en:[24]

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

En 1918, cualquier sistema trifásico aleatorio se representaba como el resultado de tres componentes simétricos balanceados: secuencia positiva, secuencia negativa y secuencia cero. Desde entonces, un sistema desequilibrado trifásico ha sido manipulado analíticamente transformando el sistema en un conjunto de componentes simétricos. Luego se aplicó el análisis de circuito convencional y finalmente los resultados se transformaron nuevamente a las variables de fase originales. Las manipulaciones se realizan con álgebra compleja y todos los componentes simétricos se representan como

fasores en forma polar en el plano complejo 2D. De la misma manera, en el enfoque SVM para un sistema desequilibrado, primero se transforma del dominio del tiempo a un solo vector 3D en el dominio espacial y luego se aplican herramientas analíticas de álgebra vectorial para obtener resultados. Finalmente, los resultados se transforman nuevamente en el dominio del tiempo.[24]

Dicha aplicación fue reportada por primera vez en 2002 por Zhang para un inversor de cuatro ramas modulado por ancho de pulso (SVPWM). El modo de implementación ha sido la extensión de SVPWM 2D a 3D donde la señal de control, un vector 3D, se ha manipulado en el dominio del vector para obtener ciclos de trabajo (relación entre el tiempo y el período de muestreo) de todos los interruptores del inversor. La manipulación mencionada tuvo que hacerse en términos de tres vectores de acuerdo con las matemáticas estándar de la geometría coordinada tridimensional. Pero no podría hacerse un tratamiento matemático completo en ausencia de ninguna expresión matemática para eso. Para calcular los ciclos de trabajo de todos los conmutadores analíticamente, todos los estados de conmutación válidos son necesarios para ser representados como vectores en el mismo dominio de vectores que el de la señal de control.[24]

Esta transformada de Clarke también es utilizada en la técnica de control basada en la teoría de potencia instantánea y debido a la facilidad que esta tiene.[25]

La transformación dq0 fue presentada por primera vez por R. H. Park a fines de la década de 1920 se considera ampliamente como una revolución aguda del análisis de máquinas eléctricas[26]. La transformada de Park es otro nombre para la transformación dq0 que significa transformación directa-cuadratura-cero. Es una transformación matemática utilizada para simplificar el análisis relacionado con el circuito trifásico en ingeniería eléctrica. Esta técnica se puede aplicar para reducir las tres cantidades de CA a dos cantidades de CC.[27]

La transformación Park permite que las señales de corriente de carga se representen utilizando un marco complejo giratorio[28]. La transformación de Park generalmente se estudia en el análisis de máquinas sincrónicas. La máquina síncrona consta de bobinados trifásicos en el estator y tres bobinados en el rotor, a saber, un bobinado de campo principal a lo largo del eje directo y dos bobinados amortiguadores de cortocircuito ficticios, uno a lo largo del eje directo (d) y el eje de cuadratura (q) respectivamente. Un punto de vista de circuito acoplado de los seis devanados indica que las ecuaciones diferenciales implican coeficientes variables en el tiempo. Es universal adoptar la conocida transformación de Park que convierte los tres devanados del estator en dos devanados ficticios equivalentes llamados devanados del eje d y del eje q, que se mueven sincrónicamente con el rotor como se muestra en la figura 88: [29]



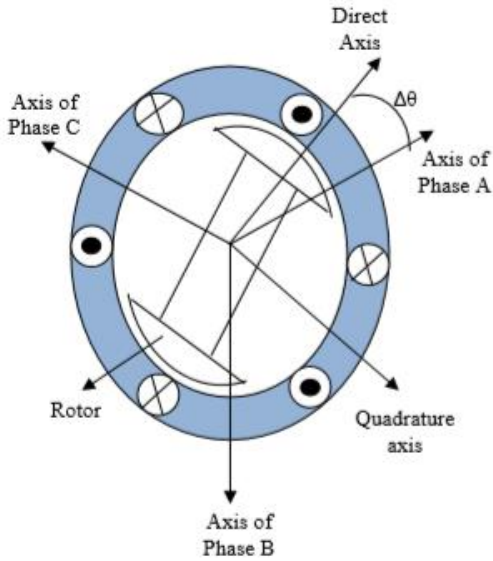


Figura 97. Representación gráfica de la máquina síncrona.[29]

La transformación de las señales de voltaje trifásico en dos componentes de eje directo y eje en cuadratura viene dada por la siguiente ecuación:[29]

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Donde  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  representa las señales de voltaje trifásico y los componentes de eje directo y en cuadratura  $V_d$  y  $V_q$ . De manera similar, las señales de corriente trifásica  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  pueden transformarse.[29]



## B. Anexo: Bucle de bloqueo de fase (PLL)

Un PLL (bucle de bloqueo de fase) es un circuito que varía la frecuencia de VCO (oscilador controlado por voltaje) (por lo tanto, su fase) en relación con la de una entrada hasta que coincide con la señal de entrada. Si el VCO se reemplaza por un modulador de fase controlado por voltaje o un elemento de retardo controlado por voltaje, entonces se llama DLL (bucle bloqueado por retardo) y no puede operar el desplazamiento en su frecuencia de reposo.[30]

La ventaja del VCO es que al cambiar su frecuencia en relación con la de la otra señal, se pueden obtener miles de millones de grados de desplazamiento de fase a lo largo del tiempo.[30]

Por lo tanto, una fase de salida VCO se suaviza automáticamente en comparación con la del retardador variable de voltaje. Para realizar un PLL, se requieren los siguientes bloques de construcción (elementos del "diagrama de bloques"):

- (1) Un comparador o detector de fase cuya tensión de salida de CC depende de la diferencia de fase entre sus dos entradas.
- (2) Un filtro y un amplificador para conectar la tensión de CC del detector de fase con la entrada de tensión de control VCO.
- (3) Un VCO, cuya frecuencia de salida es directamente proporcional (o principalmente) a la tensión de control de CC aplicada en su entrada.[30]

El diagrama de bloques se muestra en la Figura 89. La tensión de salida del detector de fase se denomina señal de error "E (s)". La tensión de control en la entrada del VCO se llama "Vc" y la fase de salida del VCO (que es matemáticamente la integral de su frecuencia) se llama "Øout" (o "C (s)" en la figura). La fase de la señal de entrada se denomina "Øin" (o "R (s)" en la figura, que es la notación utilizada por los sistemas de control clásicos). El elemento entre la salida del detector de fase y la entrada VCO es un filtro de paso bajo, generalmente de primer orden, y un amplificador. Ese elemento tiene una propiedad de ganancia contra frecuencia llamada "función de transferencia", representada matemáticamente como "F (s)". (La letra "s" representa una frecuencia compleja, que no debe confundirse con el operador de Laplace para la diferenciación). La función de transferencia F (s) NO es generalmente igual a la función de transferencia PLL

de lazo cerrado. Más bien, es una expresión matemática completamente general que representa las propiedades de ganancia en función de la frecuencia de lo que deseamos que sea el elemento. Si seleccionamos un elemento que tiene un orden demasiado alto (demasiados rolloffs), será inutilizable dentro del PLL y causará oscilación cuando se cierre el bucle de realimentación. Observe por ahora que el detector de fase se representa como un diferenciador. Esta es una representación altamente simplificada, pero uno tiene que comenzar en algún lugar.[30]

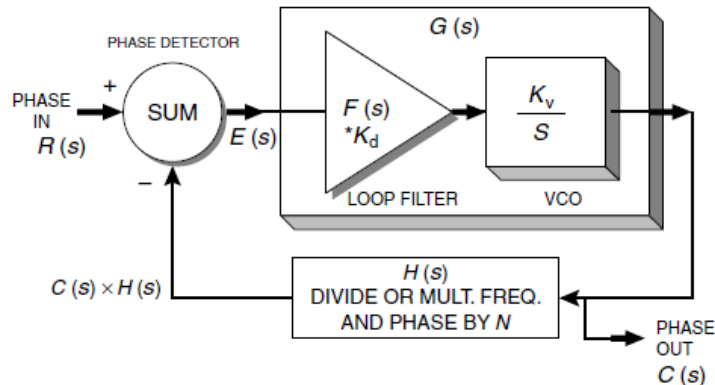


Figura 98. Diagrama de bloques del PLL.[30]

Hasta ahora, el bucle que estamos describiendo se llama un modelo "linealizado"; esto se debe a que el rango dinámico (nivel de clipping) del detector de fase ideal es ilimitado sin desbordamiento ni envolvente. Tal PLL siempre adquirirá la frecuencia aplicada sin ningún tipo de asistencia; Si pudiéramos obtener dicho detector de fase, no necesitaría leer este libro y este autor no tendría que escribirlo. Los detectores de fase prácticos (aquellos que pueden construirse) a menudo tienen envolvente, también llamado "periodicidad". En resumen, un detector de fase periódico (que describe casi todos) es uno que no puede distinguir entre  $360^\circ$  y  $720^\circ$ , por ejemplo. De hecho, un ser humano que observa dos formas de onda en un osciloscopio no puede hacer nada mejor si se le presentan de repente las dos formas de onda sin la oportunidad de conocer su historia previa completa (rastreado la fase entre ellas durante todo el tiempo negativo). Pero ¿hay una diferencia entre  $360^\circ$  y  $720^\circ$ ? ¿Un detector de fase ideal emitiría el doble de voltaje para  $720^\circ$ ? como lo hace para  $360^\circ$ . Sin embargo, ¿un detector de fase periódico genera el mismo voltaje para  $360^\circ$  y  $720^\circ$ ? (o quizás algún submúltiplo o múltiplo de  $360^\circ$ ) y repite su curva de voltaje en función del ángulo de fase. Esta periodicidad puede tener forma sinusoidal, triangular, diente de sierra, etc. La forma de seno o coseno, por ejemplo, es una forma que se repite matemáticamente cada múltiplo de  $+o-90^\circ$ . El bloque marcado como SUM es el detector de fase (en el enfoque de los sistemas de control clásicos, en realidad es un diferenciador). Su ganancia de conversión es  $K_d$ , que es el voltaje producido en su salida dividido por la diferencia de fase entre sus dos entradas en radianes; Por lo tanto, sus unidades son voltios por radianes. En los detectores de fase analógicos, esta ganancia de conversión está muy influenciada por los niveles de señal en sus dos entradas.[30]

Aunque el detector se implementa normalmente como un multiplicador de formas de onda, su función es crear una salida proporcional a la diferencia de fase, por lo que se representa correctamente aquí. Tenga en cuenta que todo este diagrama de bloques es aplicable solo a la región lineal de la PLL (operación de deslizamiento no de ciclo1), no al comportamiento de captura antes del bloqueo.[30]

El VCO se muestra con una ganancia  $K_v$  expresada en radianes por segundo por voltio. Tiene un término de "s" en su denominador, porque genera una frecuencia, que es la derivada de la fase. Por lo tanto, la fase es la integral de la frecuencia y  $1/s$  es el operador para la integración. El VCO es accionado por un filtro que tiene una función de transferencia  $F(s)$ . Para un PLL de segundo orden "tipo 2", este filtro tiene una ganancia de infinito a 0 Hz (que requiere un amplificador operacional).

El conjunto completo de ecuaciones necesarias para expresar el modelo lineal del PLL se proporciona de la siguiente manera:

$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{in}}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

$$H(s) = \frac{1}{N} \text{ para un divisor de frecuencia}$$

$$H(s) = N \text{ para un multiplicador de frecuencia}$$

$$G(s) = \frac{K_v K_d F(s)}{s}$$

Cuando el bloque de función de transferencia etiquetado como  $F(s)$  se expresa mediante una expresión de orden cero (escalar), se obtiene una función de transferencia global de PLL de primer orden, debido a la presencia del VCO que actúa como un solo polo en frecuencia cero.[30]

Por lo tanto, si  $F(s) = A$ , entonces

$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{in}}(s) = \frac{AK_v K_d}{s + HAK_v K_d}$$

Si luego sustituimos  $s = j\omega$ ; obtenemos una función de paso bajo cuya ganancia a 0Hz es  $1/H$  y cuyo ancho de banda de -3 dB es

$$\omega_{-3dB} = HAK_v K_d$$

Las unidades para la Ecuación 2.6 son  $sec^{-1}$ , interpretadas como radianes por segundo. Tenga en cuenta varias características de esta expresión. Primero, el ancho de banda de 3 dB aumenta en proporción directa a cualquiera de las constantes a la derecha del signo igual, o en proporción directa a su producto colectivo. Segundo, las unidades de Kd son voltios por radián, las unidades para Kv son radianes por segundo por voltio y las constantes restantes no tienen unidades. Así, el producto de los términos es, de hecho, segundos inversos. Vemos la expresión para la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de fase inmediatamente por inspección, escribiendo:

$$\frac{\Delta\theta_{out}}{\Delta\theta_{in}} = \frac{\theta_{out}}{\theta_{in}}$$

¿Cuál es la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de modulación de frecuencia (FM)? Simplemente es dado por:

$$\frac{(\Delta\theta_{out}/\Delta t)}{(\Delta\theta_{in}/\Delta t)} = \frac{\Delta\theta_{out}}{\Delta\theta_{in}}$$

Por lo tanto, vemos que la respuesta de frecuencia de FM es la misma que la respuesta de frecuencia de modulación de fase (PM). Esto es cierto en general para cualquier PLL.[30]

### PLL de segundo orden

Una limitación del PLL de primer orden es el hecho de que tiene un rango de ángulos de fase más allá del cual pierde el bloqueo y también falla en la captura. Esto sucede cuando se encuentra el punto de reinversión de fase del detector de fase, combinado con las ganancias finitas de los coeficientes A y K. Por otro lado, un PLL de segundo orden puede rastrear un rango de frecuencia infinito, asumiendo que es del tipo 2. A continuación, examinaremos el tipo uno y tipo dos, que significan para un PLL de segundo orden.[30]

#### PLL segundo orden tipo uno

Un tipo uno (escrito tipo I para el número romano uno) PLL tiene un filtro de retardo de avance F (s) de la siguiente forma:

$$F(s) = \frac{sZ + 1}{sP + 1}$$

donde Z = constante de tiempo de entrega y P = constante de tiempo de retardo.

Sustituyendo términos, obtenemos la siguiente función de transferencia PLL de bucle abierto:

$$G(s) = G_o \frac{K_v K_d (sZ + 1)}{s(sP + 1)}$$

Note la presencia de un solo término "s" libre en el denominador. Esta propiedad hace que el PLL sea un "tipo I" y la función de transferencia de bucle cerrado resultante (Ec. 2.1) es de segundo orden.[30]

El comportamiento de bucle cerrado de PLL de tipo I exhibe un error de fase finita a frecuencia cero para  $\theta_{in}$ .

### PLL segundo orden tipo dos

El PLL de tipo II explota las características de un amplificador operacional para proporcionar una ganancia infinita en frecuencia cero para el filtro de bucle. El filtro de bucle es por lo tanto de la siguiente forma:

$$F(s) = \frac{sZ + 1}{sP}$$

Donde nuevamente Z = constante de tiempo de entrega y P = constante de tiempo de demora. Pero note esta vez que la función de transferencia de PLL de bucle abierto se da como:

$$G(s) = \frac{K_v K_d (sZ + 1)}{s^2 P}$$

Donde ahora vemos un denominador que contiene el producto de dos integraciones libres (términos "s" libres). Cuando el bucle está cerrado, el resultado es un PLL cuyo error de fase estática en frecuencia cero es  $\{\theta_{in} - (\theta_{out} / H) = 0\}$  en  $s=0$  (es decir, en  $\omega = 0$ ). Hemos omitido el signo negativo que multiplica la ecuación del filtro de bucle utilizando el amplificador operacional en el modo de inversión (requerido para la operación). Este signo negativo es importante cuando el detector de fase periódico tiene solo una pendiente (periodicidad de diente de sierra), pero no es importante para un detector de fase que tiene periodicidad triangular o sinusoidal. Se puede demostrar que, independientemente del signo de la función de transferencia de bucle abierto, el empleo de cualquiera de los dos últimos tipos de detectores de fase dará lugar a un PLL que se deslizará hasta que descubra la pendiente estable que proporciona retroalimentación negativa alrededor del bucle. [30]





## Bibliografía

- [1] S. Sreejith, U. Bose, K. M. Divya Sree Vachana, and V. Jyothi, "Application of D-STATCOM as load compensator for power factor correction," *2014 Int. Conf. Control. Instrumentation, Commun. Comput. Technol. ICCICCT 2014*, pp. 595–600, 2014.
- [2] M. Bajaj, M. Pushkarna, and A. S. Rana, "An Improved SRF based Control Algorithm for D-STATCOM under Abnormal Source Voltage," pp. 1–6, 2015.
- [3] Kajal Rathore; Dhananjay Kumar ; Sunil Yadav1, "D-STATCOM MODELING AND SIMULATION APPLYING CONTROL SCHEMES FOR POWER," vol. Vol. 4, No, 2015.
- [4] D. Van Huyen, P. T. Hien, and N. D. Cuong, "Design of Dynamic - Static VAR compensation based on microcontroller for improving power factor," *Proc. - 2017 Int. Conf. Syst. Sci. Eng. ICSSE 2017*, vol. 1, pp. 186–190, 2017.
- [5] P. K. Singh and A. K. Dahiya, "Analysis Modelling Simulation of VSC based D-Statcom for Reactive VAR Compensation," *Proc. 2018 Int. Conf. Curr. Trends Towar. Converging Technol. ICCTCT 2018*, pp. 1–6, 2018.
- [6] H. Narain and G. Laszlo, *Understanding FACTS*. Las Vegas: IEEE Press, 2000.
- [7] P. Negi, Y. Pal, and G. Leena, "A review of various topologies & control schemes of DSTATCOM implemented on distribution systems," *Majlesi J. Electr. Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 25–34, 2017.
- [8] B. Singh, P. Jayaprakash, D. P. Kothari, A. Chandra, and K. Al Haddad, "Comprehensive Study of DSTATCOM Con fi gurations," vol. 10, no. 2, pp. 854–870, 2014.
- [9] R. Gupta, A. Ghosh, and A. Joshi, "Performance Comparison of VSC-Based Shunt and Series Compensators Used for Load Voltage Control in Distribution Systems," vol. 26, no. 1, pp. 268–278, 2011.
- [10] C. Kumar, M. K. Mishra, and S. Member, "A Control Algorithm for Flexible Operation of DSTATCOM for Power Quality Improvement in Voltage and Current Control Mode," pp. 1–6, 2012.
- [11] K. V. Krishna, H. M. Suryawanshi, S. Ieee, A. B. Shitole, and T. Ajmal, "Comparison between 2-level and 3- level grid connected inverters implemented using SRF PLL technique," 2015.

- 
- [12] A. Yazdian, "Increasing Redundancy and Cost Reduction to Improve Power Factor and Reduce Harmonic Using Parallel Connection of D-STATCOMs," *2018 Electr. Power Distrib. Conf.*, pp. 1–5, 2018.
- [13] M. Rafael, E. Mircea, and B. Bostjan, "Advanced Solutions in Power Systems: HVDC, FACTS, and Artificial Intelligence," *Adv. Solut. Power Syst. HVDC, FACTS, Artif. Intell.*, 2016.
- [14] J. López, "Estudio y Simulación de un STATCOM conectado a una red," 2016.
- [15] B. Singh, A. Adya, A. P. Mittal, and J.R.P Gupta, "Neural Network Based DSTATCOM Controller for Three-phase, Three-wire System," no. Vdc, 2006.
- [16] P. Nayak, A. Pattnaik, M. N. Mohanty, and R. K. Mallick, "Improvement of power quality in distribution system using d-statcom," *Lect. Notes Electr. Eng.*, vol. 326, pp. 395–406, 2015.
- [17] J. Rogríguez and E. Vega, *Dimensionamiento y especificación de un filtro de armónica para un parque eólico*. 2016.
- [18] W. Bin and N. Mehdi, "Multilevel Voltage Source Converters," 2017.
- [19] D. Dong, B. Wen, and D. Boroyevich, "Analysis of Phase - Locked Loop Low Frequency Stability in Three - Phase Grid - Connected Power Converters Considering Impedance Interactions," vol. 0046, no. c, 2014.
- [20] K. Rafal, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "algorithm for grid connected power electronic converters - A review Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters – a review," no. February 2015, 2011.
- [21] D. Jovcic, "Phase Locked Loop System for FACTS," vol. 18, no. 3, pp. 1116–1124, 2003.
- [22] J. F. Mora, *Máquinas Eléctricas*, 5ta Editio. Aravaca(Madrid): McGRAW-HILL/INTERAMERICANA DE ESPAÑA, S.A.S, 2003.
- [23] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, Quinta edi. Madrid: PEARSON EDUCACIÓN, S.A., 2010.
- [24] A. K. Chakraborty and B. Bhattachaya, "Determination of  $\alpha$ ,  $\beta$  and Y-Components of a Switching State without Clarke Transformation," pp. 260–263, 2016.
- [25] S. Riyadi, "Inverse Clarke Transformation based Control Method of a Three-Phase Inverter for PV-Grid Systems," pp. 351–355, 2014.
- [26] W. Chen, "Generalized DQ Model of the Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended Park( Transformation," pp. 885–890, 2013.
- [27] M. Faisal, S. Alam, I. M. Arafat, M. Rahman, and S. Golam, "PI Controller and Park 's Transformation Based Control of Dynamic Voltage Restorer for Voltage Sag

- Minimization,” pp. 276–279, 2014.
- [28] A. Pigazo, M. Moreno, and E. J. Est, “A Recursive Park Transformation to Improve the Performance of Synchronous Reference Frame Controllers in Shunt Active Power Filters,” vol. 24, no. 9, pp. 2065–2075, 2009.
- [29] K. Andanapalli and B. R. K. Varma, “Park ’ s Transformation based Symmetrical Fault Detection during Power Swing,” 2014.
- [30] D. B. Talbot, *Frequency acquisition techniques for phase locked loops*. IEEE, 2012.