



Universidad  
Tecnológica  
de Pereira

PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TRABAJO DE GRADO

# **Análisis de pequeña señal en convertidores seguidores de red para aplicaciones fotovoltaicas**

*Simón Sepúlveda García*

Supervizada por  
Ph.D. Alejandro Garcés Ruíz

Diciembre de 2020

# Resumen

En el presente proyecto de grado se lleva a cabo un estudio de estabilidad destinado al convertidor CC/CA (específicamente, VSC). A través de un análisis de pequeña señal, se busca observar la dinámica del convertidor en su operación conjunta (i.e. el dispositivo y su control). Se realiza especial énfasis en el análisis de bifurcaciones, de tal manera que se pueda examinar el comportamiento del sistema ante cambios paramétricos; de igual forma, se hace una revisión a trabajos pasados y se proponen nuevos análisis para trabajos futuros.

Este trabajo es parte del proyecto número 111077657914, financiado por Colciencias y ejecutado por el grupo ICE3, contrato numero 031-2018.

# Agradecimientos

A aquél profesor de cálculo, por haberme enseñado el significado de la palabra *filosofía*.

# Tabla de contenido

<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>5</b>
1.1	Definición del problema . . . . .	5
1.2	Justificación . . . . .	6
1.3	Objetivos . . . . .	6
1.3.1	Objetivo general . . . . .	6
1.3.2	Objetivos específicos . . . . .	6
1.4	Estado del arte . . . . .	7
1.5	Organización del documento . . . . .	8
<b>2</b>	<b>Esquema generación fotovoltaica</b>	<b>9</b>
2.1	Modelo del convertidor de potencia. . . . .	10
2.1.1	Control vectorial clásico . . . . .	12
2.1.2	Transformada de Clark y Park . . . . .	13
2.1.3	Phase locked loop (PLL) . . . . .	15
2.1.4	Inner loop . . . . .	16
2.1.5	Outer loop . . . . .	18
2.1.6	Modelo dinámico . . . . .	20
<b>3</b>	<b>Modelo de espacio de estados</b>	<b>22</b>
3.1	Análisis de sensibilidad . . . . .	23
3.2	Modelo ideal . . . . .	24
3.2.1	Modelo de la red . . . . .	24
3.2.2	PLL . . . . .	24
3.2.3	Inner Loop . . . . .	24
3.2.4	Outer Loop . . . . .	25
3.2.5	Linealización . . . . .	26
3.3	Modelo no ideal . . . . .	27
3.3.1	Modelo de red . . . . .	27
3.3.2	PLL . . . . .	28
3.3.3	Inner Loop . . . . .	28
3.3.4	Linealización . . . . .	29
3.4	Simulación . . . . .	30

---

<b>4</b>	<b>Análisis de resultados</b>	<b>33</b>
4.1	Análisis factores de participación . . . . .	33
4.2	Análisis de bifurcaciones . . . . .	37
<b>5</b>	<b>Conclusiones y futuros trabajos de investigación</b>	<b>44</b>
5.1	Conclusiones . . . . .	44
5.2	Futuros trabajos . . . . .	45

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Definición del problema

La apropiación de recursos primarios amigables con el medio ambiente, así como la introducción de tecnologías tales como *high voltage direct current* (HVDC), suponen un cambio disruptivo en la operación convencional del sistema de potencia. Diversos problemas técnicos asociados a áreas como las protecciones, la estabilidad y la operación del sistema surgen debido a la integración de fuentes de energía no convencionales como la radiación solar.

Dichos recursos no convencionales y las tecnologías asociadas, requieren del empleo de convertidores de potencia que permitan adaptar su naturaleza a unas condiciones deseadas (que varían según los requerimientos); naturalmente, estos dispositivos al estar compuestos de elementos no lineales introducen una serie de inconvenientes en los tópicos descritos con anterioridad. De esta forma, se busca analizar uno de los problemas de estabilidad, bajo condiciones (y consideraciones) muy precisas de operación del mismo (específicamente a los denominados convertidores seguidores de red, los cuales son los más usuales a la hora de emplear conexiones directas con la red como en granjas solares).

En este orden de ideas, se desea estudiar la estabilidad de pequeña señal del elemento central de un esquema de generación fotovoltaico, el convertidor *voltage source converter* (VSC), esto teniendo en cuenta un control de nivel cero, observando la dinámica del sistema en una red ideal para luego determinar la influencia del punto de conexión del VSC (modelado como una red no ideal). Se cuentan con diversos alcances, tales como que no se emplea un *droop control* (conocido como control primario, debido a que usualmente la generación fotovoltaica solo cuenta con un control nivel cero), o también que se analiza únicamente el caso de un convertidor seguidor de red conectado a un barraje infinito.

---

## 1.2 Justificación

El posible desequilibrio ecológico (erróneamente confundido con una escasez de recursos) ha conducido a realizar una apropiación paulatina de los recursos energéticos primarios cuyo empleo conlleve a una relativa baja interferencia destructiva con el medio ambiente. Una muestra de la integración de estos nuevos recursos constituye la perenne investigación realizada a través de los años que permiten aumentar la eficiencia en las células fotovoltaicas (tecnologías tales como la denominada *Copper indium gallium selenide*, conocida como CIGS, *Multijunction cells*, entre otras), que hoy día llegan hasta un 47,1% (a pesar del elevado coste) [1].

No obstante, la integración de este recurso supone controversias en la operación convencional del sistema de potencia, tanto por el comportamiento estocástico de la radiación, como por el empleo de elementos no lineales para adaptar su naturaleza a la red (tal como se mencionó con anterioridad); es por ello por lo que resulta adecuado el análisis de estabilidad a la pieza clave de este tipo de generación (el convertidor), debido a que la generación fotovoltaica es el área que puede desarrollar mayor crecimiento en años futuros y consigo mayor impacto.

Como se describe en la sección 1.4 algunos problemas de estabilidad referentes al convertidor han sido abordados, no obstante, estos se encuentran enfocados principalmente a casos como HVDC, o también al análisis monofásico, o simplemente se encuentran enfocados a caracterizaciones diferentes del convertidor (donde las consideraciones son distintas); de igual manera, en ellos se encuentran algunas limitaciones, tales como la ausencia del *Phase Locked Loop* (PLL) en el análisis de pequeña señal.

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 Objetivo general

Desarrollar una metodología que permita realizar análisis de pequeña señal en los convertidores seguidores de red para aplicaciones fotovoltaicas.

### 1.3.2 Objetivos específicos

- Analizar, implementar y simular el modelo del convertidor conectado a un barraje infinito mediante un control tipo vector orientado.
- Obtener e implementar el modelo lineal del convertidor a partir de la descripción matemática del mismo.
- Analizar el comportamiento dinámico frente a variaciones paramétricas.

- 
- Realizar un análisis del control de nivel cero.

## 1.4 Estado del arte

La clasificación de estabilidad de una microrred ha sido abordada en [2], donde puede observarse que una de los principales problemas asociados a esta resulta de la estabilidad propia del convertidor, el cual es proclive a pequeñas y largas perturbaciones. Esta clasificación, si bien difiere de la convencional en sistemas de potencia, los procesos de control empleados se asemejan bastante, tal como se describe en [3], se trata de un control jerárquico de tres niveles con funciones equivalentes a las convencional.

A pesar de la semejanza nombrada, es necesario aclarar que el nivel más bajo de control (nivel cero) difiere con respecto a los controles tradicionales. En la literatura especializada pueden encontrarse principalmente tres vertientes para la operación del convertidor VSC (que a su vez determinan las variables del control nivel cero), como se menciona en [4], estos son, seguidores de red, formadores de red, e híbridos.

Tal como se aclara en la sección 1.2, el objetivo del presente proyecto es el de realizar un análisis de estabilidad del convertidor VSC operando como seguidor de red, empleando para ello un control lineal (conocido como *vector oriented control*, VOC); en este orden de ideas, se pueden encontrar trabajos semejantes como [5], donde se realiza un análisis al convertidor monofásico basado en la teoría de linealización, así como en [6] donde se analizan las perturbaciones del convertidor cuando está sujeto a caídas de la tensión en la red. Finalmente, en [7] se encuentra descrito un análisis de estabilidad para un VSC trifásico operando como rectificador, enfocado al análisis alrededor de la bifurcación tipo Hopf en un sistema HVDC.

Es **importante aclarar**, que la operación solitaria de un panel fotovoltaico o conjunto de ellos (tal como una granja solar) no suponen una microrred, para ser considerada como tal, debe existir un grupo variopinto de recursos energéticos distribuidos, consumidores, la posibilidad de operar en isla o interconectado y un control sobre estos; no obstante, los resultados expuestos pueden ser fácilmente superpuestos a esta y otras tecnologías como HVDC, o recursos como generación eólica, tan solo teniendo en cuentas algunas consideraciones específicas de cada caso, debido a que el control de nivel cero es casi uniforme respecto a distintas aplicaciones del VSC (razón por la cual, se citan y toman en cuenta para el desarrollo del proyecto trabajos con vertientes distintas).



---

## 1.5 Organización del documento

El documento se encuentra organizado de manera secuencial; en el capítulo 2, se presenta la estructura general de la generación fotovoltaica, haciendo énfasis en los procesos de control, donde se desarrollan los modelos para una red tanto ideal como no ideal. A continuación, en el capítulo 3, se lleva a cabo el modelo de espacio de estados del sistema; se presenta así mismo la correlación del modelo lineal con las simulaciones. Finalmente, en el capítulo 4 se realiza el análisis de los resultados, para ello, en primera instancia se obtienen los factores de participación, se calculan los modos de oscilación y se discute alrededor del análisis de bifurcaciones. Para luego terminar en el capítulo 5 con las conclusiones. Un diagrama ilustrativo se presenta en la figura 1.1

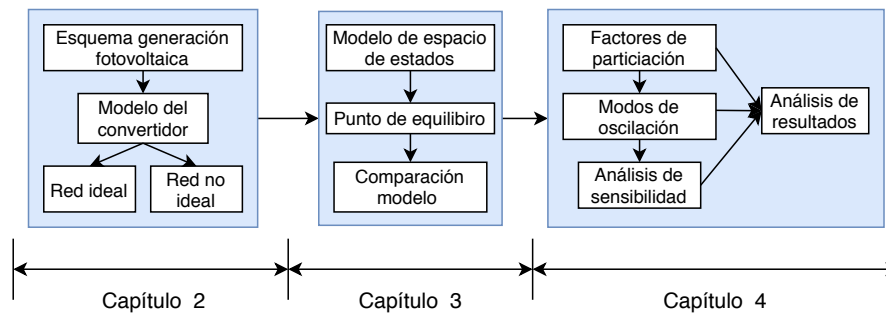


Figura 1.1: Organización del documento.

## Capítulo 2

# Esquema generación fotovoltaica

En la actualidad, la generación fotovoltaica ha ganado especial interés debido a su versatilidad (y recientes avances en la eficiencia de los paneles), pudiendo ser empleada desde unos cuantos kW hasta el orden de los MW. Lo que permite que sea aprovechada en una amplia gama de áreas, desde las microrredes hasta las granjas solares.

Este tipo de generadores cuentan con la ventaja de poder operar de una manera interconectada con la red de potencia o en modo aislado, dependiendo de ciertos factores como la localización, la disponibilidad de la red y otros dilemas. Resulta de especial interés el modo interconectado, donde se espera que los paneles trabajen en el punto de máxima potencia, razón por la cual el control básico debe consistir en un algoritmo que permita extraer la máxima energía de los conjuntos de generación, donde idealmente se opere con un factor unitario [8] (Es por esto por lo cual las fuentes fotovoltaicas interconectadas con una red fuerte son generalmente consideradas como inyectores de potencia). Este modo de operación, donde un recurso es integrado a través de un convertidor y este se encarga únicamente de entregar potencia, sin ejercer control sobre variables externas es denominado *grid feeding (también following) converter*, lo cual será discutido en la sección 2.1.

Además de este requerimiento de control, es posible contar con ciertos servicios auxiliares, tales como regulación voltaje/frecuencia, compensación de armónicos, entre otros, los cuales no son estrictamente necesarios. El diagrama esquemático de la generación fotovoltaica en conjunto con el esquema de control puede ser observado en la figura 2.1, de donde puede notarse que, al igual que en el presente proyecto, se emplea un modelo aproximado, en el cual no se utiliza el convertidor DC-DC, por lo que se supone que el conjunto está trabajando en el punto de máxima extracción de potencia disponible, por lo tanto,

el único convertidor restante resulta ser el inversor DC/CA (así mismo, el conjunto fotovoltaico puede modelarse como una fuente de corriente); es de notar igualmente la presencia de un condensador en el lado DC del convertidor, el cual facilita el control sobre la tensión DC (que resulta un punto clave a la hora de controlar la potencia, ya que existe una correlación que permite modificar dicha variable con el nivel de tensión), además de un filtro tipo LCL que ayuda a mitigar la distorsión armónica introducida por la señal de salida del VSC.

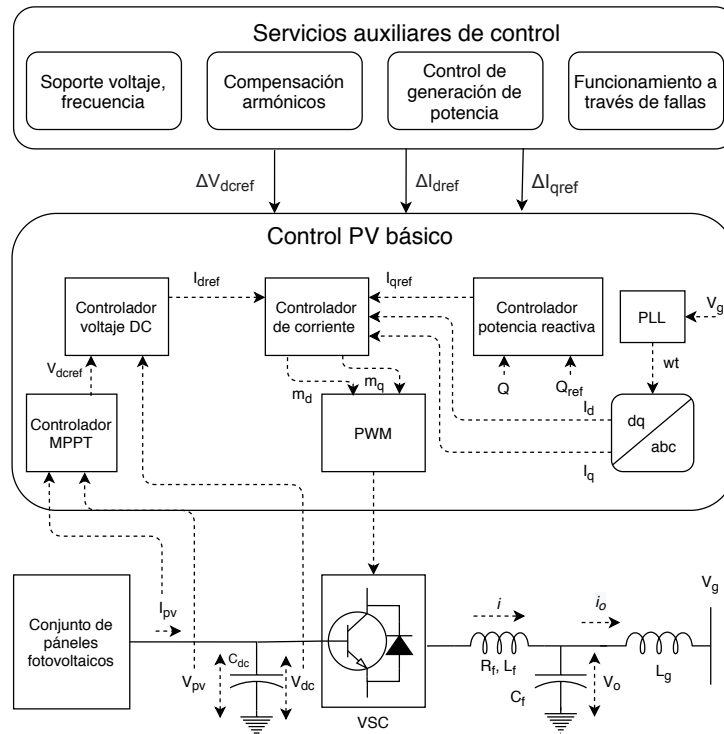


Figura 2.1: Esquema de generación fotovoltaico [8].

## 2.1 Modelo del convertidor de potencia.

El convertidor DC/CA resulta ser el elemento central del esquema de generación fotovoltaico, toda vez que permite adaptar dicha generación a unos niveles adecuados para la integración a la red y posterior consumo; este convertidor se encuentra típicamente conformado por tres piernas, cada una con dos suiches no coincidentes en operación, que realizan la conmutación entre los niveles  $V_{DC}$  y  $-V_{DC}$  generando a la salida una señal de tensión alterna. Estos suiches son normalmente del tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) diodes*, los cuales

cuentan con dos grados de libertad (control encendido y apagado), además de un diodo de realimentación que permite la operación en dos cuadrantes (en el plano v-i) del suiche [9].

La forma de operación más empleada de los convertidores se denomina VSC, la cual permite transformar la tensión DC en una onda sinusoidal a través de un filtrado adecuado. Para ello, suele ser usual el uso de técnicas por modulación de ancho de pulso (PWM), que permite controlar los 6 suiches a través de pulsos  $g_{1-6}$  que sucesivamente conectarán las tres fases con la tensión  $V_{DC}$  (figura 2.2).

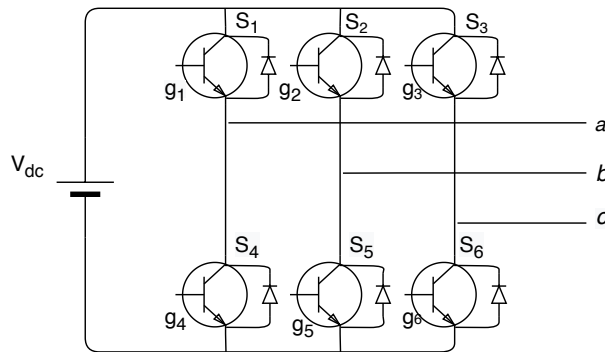


Figura 2.2: Topología del VSC.

Las ventajas de emplear PWM son en principio la reducción de los requerimientos del filtro para mitigar los armónicos y el control de la amplitud de salida por medio de las ondas moduladoras. Existen múltiples técnicas de modulación, cada una con ventajas respecto a otras dependiendo de la aplicación requerida, no obstante, el objetivo del presente proyecto es analizar las dinámicas del sistema, es por ello por lo cual se toma a consideración un **modelo promediado**, el cual no tiene en cuenta los efectos del suicheo. Bajo esta asunción, el índice de modulación de frecuencia no se toma a consideración, no obstante, el índice de modulación de amplitud, inicialmente definido como (2.1) puede ser reescrito como (2.2) siempre y cuando este tenga un valor menor o igual a uno [10].

$$m_a = \frac{V_{m,referencia}}{V_{m,portadora}} \quad (2.1)$$

$$V_{ac} = m_a V_{DC} \quad (2.2)$$

Debido a la versatilidad del convertidor, este puede llegar a comportarse de diferentes maneras (por ejemplo, simulando la inercia de la máquina síncrona, como impedancia constante, etc..) y controlar un número considerable de variables en el sistema ( $V_{ac}$ ,  $f$ , ángulo de fase  $\theta$ ,  $V_{DC}$ ,  $p$  y  $q$  etc..), las cuales se

ven reducidas a dos y dependen del objetivo de control que se escoja. Por ejemplo, si se dispone de un convertidor tipo *grid following (feeding) inverter*, el cual resulta ser el más común para aplicaciones fotovoltaicas, usualmente se controla la tensión  $V_{dc}$  y la potencia reactiva  $Q$ ; otras posibilidades de operación del VSC son los denominados *grid forming inverters*, que se pueden definir de manera explícita como *aquellos que se imponen ante la red* o en otras palabras, son formadores de red, y generalmente sus variables de control son  $P$  y  $Q$ , las cuales regulan la tensión ac y la frecuencia mediante un droop control (control primario), también se encuentran los denominados *grid supporting inverters* los cuales proveen servicios auxiliares. Las funciones y métodos de control para las tres principales formas de operar el VSC son condensados en la tabla 2.1

Tipo de operación	Funciones	Métodos de control
Alimentador de red	Despacho de potencia	Vector oriented control (VOC), DPC.
	Soporte de potencia Activa/Reactiva	Control UPF, control de potencia constante $P$ y $Q$
Formador de red	Control voltaje y frecuencia	$V$ y $f$ droop-based control
	Reparto de carga	Control AC híbrido $V$ y $I$ , reparto de corriente activa
Soporte de red	Máxima potencia de salida	MPPT
	Soporte potencia reactiva $Q$	Control AC-V

Tabla 2.1: Tipos de operación de los convertidores DC/CA [11].

El control de estos convertidores para aplicaciones fotovoltaicas podría reducirse a un denominado *control de nivel cero*, el cual corresponde al eslabón más bajo de la cadena dentro del control jerárquico para el caso de microrredes; este se define como *un control local casi inmediato, encargado de controlar dos variables específicas dependientes del tipo de operación*, que como se ha mencionado, corresponden a las Variables  $V_{DC}$  y  $q$ . En este proyecto se emplea el control lineal VOC para llevar a cabo este control de nivel cero.

### 2.1.1 Control vectorial clásico

Múltiples técnicas pueden ser empleadas para llevar a cabo el control interno del convertidor, entre estas destacan el control predictivo, el control por histéresis, el control lineal, entre otras... Por cuestiones prácticas, se realiza un control lineal sobre el VSC (específicamente VOC), el cual permite el control instantáneo de la potencia activa y reactiva de manera desacoplada [12]. El diagrama esquemático del convertidor junto con el método de control (el cual será discutido a continuación) puede ser observado en la figura 2.3, donde las variables marcadas como  $\bar{x}$  corresponden a las referencias.

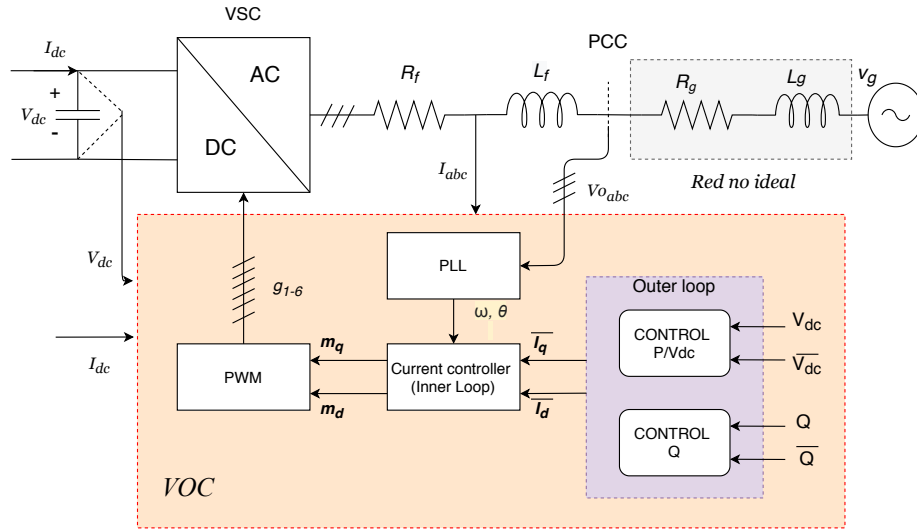


Figura 2.3: Esquema de control para el convertidor VSC.

Cabe recalcar que adicionalmente a las simplificaciones aclaradas en el preámbulo del capítulo, se omite la presencia del capacitor en el filtrado AC, toda vez que en frecuencias de operación menores a la mitad de la resonancia del filtro tipo LCL, este actúa prácticamente igual que un equivalente L [13]. De igual manera, se modela la impedancia de la red como una impedancia no ideal, la cual depende del punto de interconexión del VSC.

### 2.1.2 Transformada de Clark y Park

Debido a que resulta de elevada dificultad realizar procesos de control a señales sinusoidales, se hace necesario emplear un conjunto de transformaciones al sistema, de tal manera que se pueda ejercer control sobre unas variables equivalentes. Por lo tanto, y en primera instancia, se introduce la transformada de Clark (que se simboliza de manera simplificada como  $[TC]$ ), que permite llevar un sistema tipo  $abc$  a un sistema ortogonal bifásico  $\alpha\beta$ , bajo la asunción de un sistema equilibrado, descrito en (2.3), a través de la transformación descrita en (2.4).

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (2.3)$$

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = k \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Donde  $k$  en (2.4) es una constante que depende del tipo de transformación que se desee realizar, es decir, si se desea una transformación invariante en el módulo (conocida como transformación invariante en tensión), esta tomará un valor de  $2/3$ , pero si se desea una transformación invariante en potencia, tomará un valor de  $\sqrt{2/3}$  [14]; por razones de comodidad, se toma en uso la transformada invariante en el módulo, es por ello por lo cual se realiza el análisis descrito a continuación:

$$p_{\alpha\beta 0} = [V_{\alpha\beta 0}]^T [I_{\alpha\beta 0}] \quad (2.5)$$

$$p_{\alpha\beta 0} = [V_{abc}]^T [TC]^T [TC] [I_{abc}] \quad (2.6)$$

$$p_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} [V_{abc}] [I_{abc}] \quad (2.7)$$

$$p_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} p_{abc} \quad (2.8)$$

A pesar de que se simplificaron el número de variables a controlar, estas siguen siendo de carácter sinusoidal, por lo que realizar procesos de control mediante controladores tipo PI (tanto en  $abc$  como en su equivalente  $\alpha\beta$ ) es un poco complejo, debido a que el hecho de seguir cantidades sinusoidales dificulta el ajuste de los parámetros del controlador, además de que no se puede asegurar un error de estado estacionario cero. Es por ello por lo cual se emplea una nueva transformación (denominada transformada de Park), con el fin de llevar las componentes  $\alpha\beta$  a un marco de referencia rotatorio (con misma frecuencia angular que el de las señales sinusoidales, lo que permite convertir las variables de control a constantes). Es fácil demostrar que empleando la figura 2.4 se puede obtener la transformación descrita en (2.9).

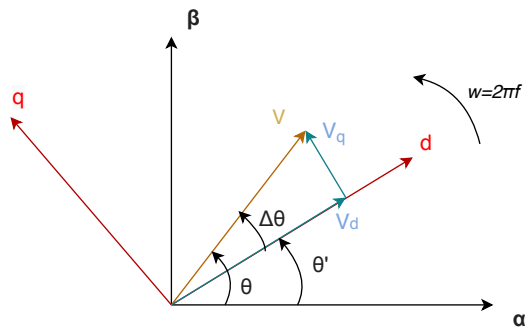


Figura 2.4: Transformación marco  $\alpha\beta$  a dq

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta') & \text{sen}(\theta') \\ -\text{sen}(\theta') & \cos(\theta') \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Naturalmente, también es posible establecer una relación directa entre el marco  $abc$  y el  $Odq$  empleando (2.9) y (2.4). De igual manera, hay que observar que:

$$p_{\alpha\beta 0} = p_{odq} \quad (2.10)$$

por lo tanto,

$$p_{abc} = \frac{3}{2} p_{odq} \quad (2.11)$$

A su vez, de (2.11) es posible demostrar que:

$$p = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.12)$$

$$q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (2.13)$$

Lo cual, con los ajustes adecuados permitirá realizar el control desacoplado de potencia.

### 2.1.3 Phase locked loop (PLL)

Dado el caso de realizar la conexión con una red preexistente, se requiere, al igual que en las redes tradicionales, realizar una sincronización; en este orden de ideas, el PLL sirve para realizar la coordinación del VSC con la red de manera automatizada. La estructura general del PLL consiste en tres bloques, descritos en la figura 2.5



Figura 2.5: Esquema básico PLL [13]

Donde, *detector de fase (PD)* genera una señal de error proporcional a la diferencia entre la señal de entrada y la señal de salida. El *filtro (LF)* presenta un filtrado pasa bajo que atenúa las altas frecuencias que pueden presentarse en  $\epsilon_{pd}$ , generalmente se constituye por un controlador tipo PI. Finalmente el bloque *oscilador de tensión (VCO)* genera una señal de salida ajustada proporcional a la señal filtrada, la cual debe ser realimentada a fin de realizar las correcciones debidas [13].



Ahora bien, sea el sistema equilibrado (descrito a continuación) de las señales de tensión del barraje infinito donde se realizará la conexión, donde  $V$  y  $\theta$  corresponden a la amplitud y el ángulo de fase de las señales respectivamente.

$$v_a(t) = v \cos(\theta) \quad (2.14)$$

$$v_b(t) = v \cos(\theta - 2\pi/3) \quad (2.15)$$

$$v_c(t) = v \cos(\theta + 2\pi/3) \quad (2.16)$$

Al emplear (2.4) y (2.9) es posible demostrar que:

$$v_d(t) = v \cos(\theta - \theta') \quad (2.17)$$

$$v_q(t) = v \sin(\theta - \theta') \quad (2.18)$$

De donde es posible deducir, que  $V_q$  contiene la información concerniente al error de la fase, y  $V_d$  es una medida correspondiente a la amplitud del módulo. Por lo tanto, lo más adecuado es realizar la sincronización con respecto a  $V_q$  de tal manera que este actúe como *el detector de fase*; como se mencionó, el filtro es realizado a través de un controlador tipo PI, el cual estima la variación necesaria de la frecuencia a fin de ajustar las fases, se añade la frecuencia nominal del sistema a esta salida y finalmente se estima la fase mediante un integrador tal como se describe en la figura 2.6.

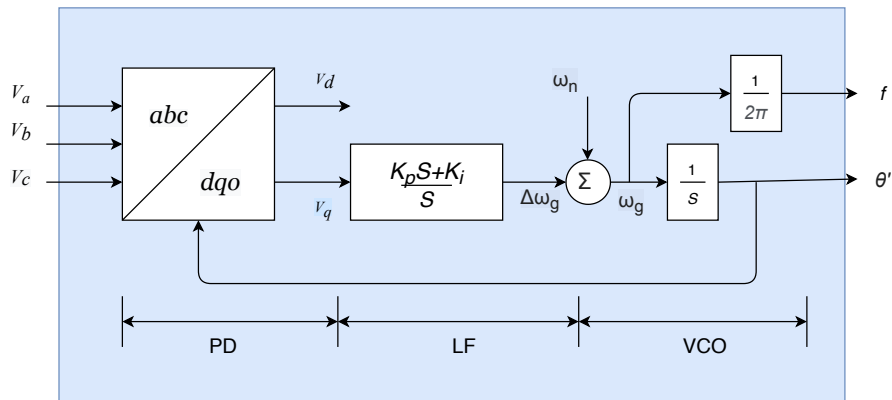


Figura 2.6: Diagrama esquemático SRF-PLL convencional [15]

### 2.1.4 Inner loop

Como puede observarse de (2.18), en estado estable  $v_q$  tiende a cero, por lo tanto, de (2.12) y (2.13) se obtiene que las potencias pueden ser controladas

adecuadamente mediante las corrientes  $i_q$  y  $i_d$  de una manera desacoplada. En este orden de ideas, el siguiente paso en el VOC, el inner loop, se encarga de realizar las acciones de control sobre las corrientes del convertidor.

Aplicando LKV al anillo conformado por la tensión de salida, la impedancia del transformador y la tensión en el punto de unión, se tiene:

$$-V_{abc}^s + L_f \frac{dI_{abc}}{dt} + R_f I_{abc} + V_{abc}^g = 0 \quad (2.19)$$

Donde al emplear (2.4) se obtiene:

$$-V_{\alpha\beta}^s + L_f \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + R_f I_{\alpha\beta} + V_{\alpha\beta}^g = 0 \quad (2.20)$$

Teniendo en cuenta que (2.9) es entendida como una rotación, se puede reescribir como (2.21), que al ser empleada en (2.20) se obtiene (2.22)

$$X_{\alpha\beta} = X_{dq} e^{j\theta} \quad (2.21)$$

$$-V_{dq}^s e^{j\theta} + L_f \frac{d(I_{dq} e^{j\theta})}{dt} + R_f I_{dq} e^{j\theta} + V_{dq}^g e^{j\theta} = 0 \quad (2.22)$$

De donde es posible demostrar que:

$$\frac{d(I_{dq} e^{j\theta})}{dt} = (j\omega I_{dq} + \frac{dI_{dq}}{dt}) e^{j\theta} \quad (2.23)$$

Lo que finalmente conduce a:

$$V_{dq}^s = L_f \frac{dI_{dq}}{dt} + R_s I_{dq} + V_{dq}^g \quad (2.24)$$

Al reescribir la ecuación (2.24) de una forma expandida (y teniendo en cuenta que  $j$  puede entenderse como una rotación de  $90^\circ$ ) [14], es posible obtener:

$$L_s \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -r_f & -\omega L_f \\ \omega L_f & -r_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_d^g \\ V_q^g \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Como puede observarse, en (2.25) existen términos cruzados que dificultan el proceso de control de las corrientes, por lo tanto, se realiza una transformación que permita eliminar dichos términos [16], tal como se indica a continuación:

$$u_d = V_d^s - \omega L_f i_q - V_d^g \quad (2.26)$$

$$u_q = V_q^s + \omega L_f i_d - V_q^g \quad (2.27)$$

Donde las variables  $u_d$  y  $u_q$  son las nuevas variables de control. De esta forma, es posible establecer un esquema de control sobre las corrientes del convertidor, cuya salida corresponde a los índices de modulación que controlarán a su vez la tensión en terminales del convertidor (figura 2.7). Nótese que en el caso de contar con una red no ideal, la tensión  $V_q^g$  y  $V_d^g$  se convierte en la tensión  $V_{pcc}^q$  y  $V_{pcc}^d$  respectivamente.

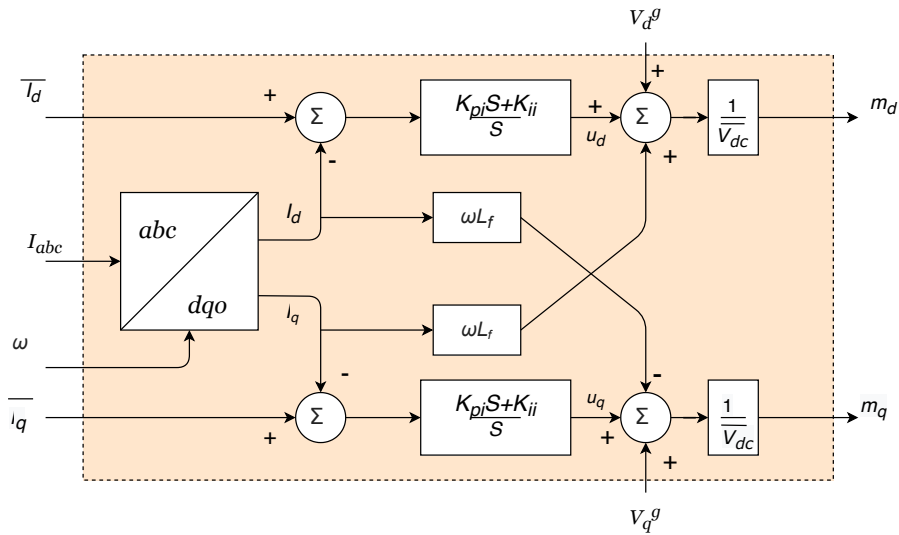


Figura 2.7: Inner Loop.

### 2.1.5 Outer loop

Esta etapa de control es quien determina, en gran medida, cuál será la funcionalidad del VSC (tal como se describió en la tabla 2.1); dependiendo de las necesidades que se impongan, la topología del convertidor cambiará. De igual manera, como se analizó en la sección 2.1.4, es posible obtener un control desacoplado de la potencia activa y reactiva, teniendo en cuenta que  $v_q$  tiende a cero. Por lo tanto, bajo la asunción que:

$$p_{ac} = p_{dc} \quad (2.28)$$

$$v_d = v \quad (2.29)$$

$$v_q = 0 \quad (2.30)$$

Es posible obtener:

$$p = \frac{3}{2}(v_d i_d) \quad (2.31)$$

$$q = \frac{3}{2}(-v_d i_q) \quad (2.32)$$

Cuyo control puede ser alcanzado simplemente empleando un controlador tipo PI, tal como se ilustra en la figura 2.8.

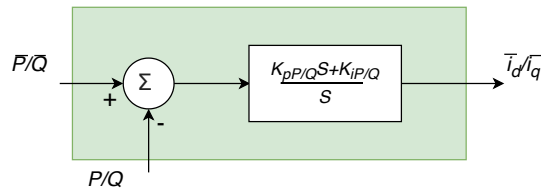


Figura 2.8: Control P/Q.

También es posible realizar procesos de control sobre la tensión, esto puede ser demostrado a través de la ecuación (2.28). La cual, al ser empleada en conjunto con la ecuación (2.31) y la ecuación de la potencia del capacitor, determinan el balance global de potencia del sistema, cuando no son tomadas en cuenta las pérdidas debido al suicheo (2.35) .

$$p_{ac} = I_{dc} V_{dc} - p_{cap} \quad (2.33)$$

$$C V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{dc} V_{dc} - \frac{3v_d i_d}{2} \quad (2.34)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3v_d}{2V_{dc}} \left( \frac{2I_{dc} V_{dc}}{3v_d} - i_d \right) \quad (2.35)$$

De donde puede deducirse que para controlar (y mantener la tensión constante) basta con ajustar la corriente  $i_d$ .

Nótese que el empleo del factor añadido en la suma no resulta estrictamente necesario, debido a que con el simple controlador PI es posible controlar la tensión  $i_d$  adecuadamente. Por razones de comidad, esta segunda opción es la

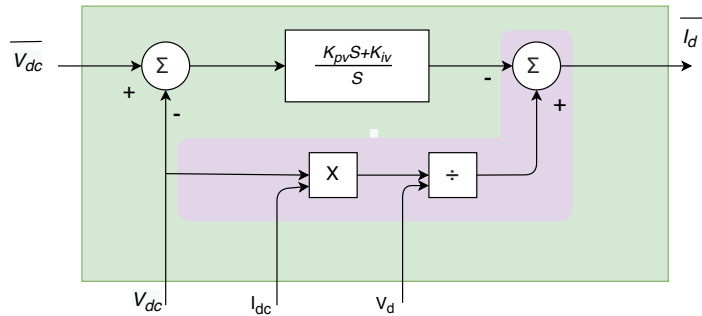


Figura 2.9: Control  $V_{DC}$ .

empleada. Así mismo, los controladores solo cuentan con acción proporcional, la cual se encarga de que la señal a controlar siga (alcance) la referencia (o a corregir más rápidamente el error), e integral, la cual busca asegurar un error de estado estacionario cero [17].

### 2.1.6 Modelo dinámico

Gracias al empleo del modelo promediado, es posible simular el comportamiento del convertidor en conjunto con el control a través de un diagrama de bloques. Para ello se considera en primera instancia el modelo del convertidor, el cual es posible obtenerlo partiendo del conjunto de las ecuaciones (2.25) y la ecuación (2.34), de donde se obtiene el diagrama descrito en la figura 2.10.

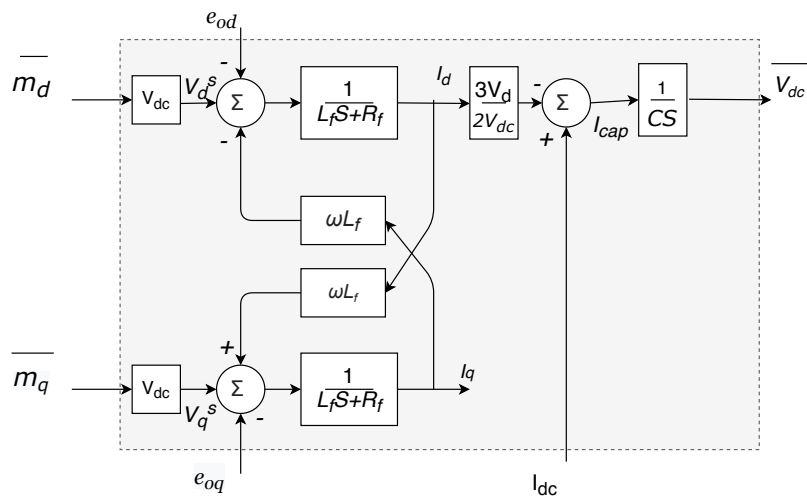


Figura 2.10: Diagrama de bloques del convertidor.

---

Es posible realimentar la tensión de salida con el outer loop (figura 2.9), conectar las salidas de este con el inner loop (figura 2.7) y finalmente las señales de referencia con las entradas del modelo del convertidor, obteniendo consigo el modelo dinámico del VSC. Nótese que en caso de contar con una red no ideal, el denominador de la función de transferencia pasa a contener el equivalente a la impedancia. La importancia de dicho modelo dinámico, es que no tiene en cuenta los efectos de la conmutación, así como la dinámica del PLL, por lo que considera este como un elemento ideal.

## Capítulo 3

# Modelo de espacio de estados

Existe un gran número de métodos para analizar la estabilidad de un sistema, entre los que se destacan criterios en el dominio de la frecuencia (como Nyquist y Bode) así como en el dominio del tiempo, en el caso no lineal y lineal (como eigenvalores y Lyapunov), cada cual cuenta con ventajas respecto a los demás según la aplicación que se requiera; en lo que concierne al presente proyecto, se decide estudiar la estabilidad por medio de eigenvalores debido a la versatilidad en cuanto al análisis de los resultados.

Para ello, es necesario en primera instancia obtener un modelo de espacio de estados a través de una representación matemática que permita reproducir las dinámicas del convertidor y su control (lo cual se logra con un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden). Esto podría ser alcanzado mediante el modelo dinámico propuesto con anterioridad, no obstante, debido a la naturaleza no lineal de las ecuaciones (que se detallarán a continuación), es necesario realizar una linealización alrededor del punto de operación a fin de obtener el modelo de espacios de estados. Es posible notar que el convertidor en conjunto con el control sigue la forma:

$$\dot{x} = f(x, y, u) \quad (3.1)$$

$$y = g(x, u) \quad (3.2)$$

Donde  $x$  representa las variables de estado,  $y$  representa las variables de control y  $u$  representa las variables de entrada [7]. El objetivo es encontrar una representación de la forma descrita en (3.3), que puede obtenerse a través de la linealización alrededor del punto de operación, tal como se encuentra descrito en (3.4) y (3.5).

$$\Delta\dot{x} = A\Delta x + B\Delta u \quad (3.3)$$

---


$$A = J(X_0) = \frac{\partial f}{\partial x} + \frac{\partial f}{\partial g} \frac{\partial g}{\partial x} \Big|_{x=x_0} \quad (3.4)$$

$$B = \frac{\partial f}{\partial u} + \frac{\partial f}{\partial g} \frac{\partial g}{\partial u} \Big|_{u=u_0} \quad (3.5)$$

Para finalmente encontrar los valores propios de la matriz de estado A, de la forma:

$$\det |A - I\lambda| = 0 \quad (3.6)$$

El posicionamiento de estos eigenvalores permite determinar la estabilidad del sistema, como también los modos de oscilación del mismo. En general, el sistema es estable si para cada valor propio la parte real es negativa, lo que asegura una respuesta asintóticamente estable. De igual forma, si los valores propios contienen parte compleja (la cual siempre viene en pares conjugados debido al teorema fundamental del álgebra) indica que ante una perturbación se producen oscilaciones que se atenúan o incrementan dependiendo del signo de su parte real (también sobre el eje imaginario se considera que el sistema es estable, y se denomina *marginamente estable*).

### 3.1 Análisis de sensibilidad

El análisis de sensibilidad permite determinar en qué medida afectan los elementos de una matriz y sus valores a los modos de oscilación (es decir, su correlación con los valores propios). Es posible demostrar que esta variación es idéntica a la expuesta en la ecuación (3.7).

$$p_i^{km} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{km}} = \varphi_i^k \phi_i^m \quad (3.7)$$

Donde  $a_{km}$  corresponde al elemento en la fila k, con columna m;  $\varphi$  corresponde a los eigenvectores por la izquierda y  $\phi$  a los eigenvectores por la derecha. Nótese que la ecuación expone la variación del valor propio  $\lambda_i$  con respecto al elemento  $a_{km}$ , de igual manera, es posible observar que el resultado final es una matriz tridimensional (la cual se conoce como un tensor).

También es posible determinar la influencia de un parámetro específico que se encuentra dentro de diversos elementos de la matriz sobre los modos de oscilación. Empleando regla de la cadena sobre (3.7) es posible obtener:

$$p_i^x = \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^n \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{km}} \frac{\partial a_{km}}{\partial x} \quad (3.8)$$

Donde  $x$  corresponde al parámetro al cual se desea conocer la influencia sobre el modo de oscilación  $i$ . Finalmente, es necesario aclarar que el valor



---

numérico obtenido de los factores de participación no tienen mucha relevancia, no obstante, *su valor relativo* sí, el cual se toma como medida de cuánto afecta o no a uno u otro modo de oscilación una variación sobre el mismo.

## 3.2 Modelo ideal

### 3.2.1 Modelo de la red

Como se mencionó, el objetivo radica en analizar las dinámicas del sistema a través de un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden; en primer lugar, se obtienen las ecuaciones que describen la red, las cuales fueron descritas con anterioridad, y son (2.25) y (2.35). Por tanto, se tiene que:

$$L_f \frac{di_d}{dt} = -wL_f i_q - R_f i_d + V_d^s - V_q^g \quad (3.9)$$

$$L_f \frac{di_q}{dt} = wL_f i_d - R_f i_q + V_q^s - V_d^g \quad (3.10)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{dc} - \frac{3V_d^s i_d}{2V_{dc}} \quad (3.11)$$

### 3.2.2 PLL

En la siguiente etapa, se requiere modelar el PLL, para ello, se define una variable auxiliar  $\gamma_{pll}$  (que no siempre tiene un significado físico), la cual ayudará a describir matemáticamente el modelo. Empleando la figura 2.5 es posible demostrar que las dinámicas del PLL siguen la forma [18]:

$$\frac{d\theta'}{dt} = k_p V \sin(\theta - \theta') + k_i \gamma_{pll} + w_o \quad (3.12)$$

$$\frac{d\gamma_{pll}}{dt} = V \sin(\theta - \theta') \quad (3.13)$$

### 3.2.3 Inner Loop

A continuación, se modela matemáticamente el inner loop, al igual que en el caso del PLL, resulta necesario emplear dos variables auxiliares  $\gamma_d$  y  $\gamma_q$ , que no tienen estrictamente un significado físico. Empleando la figura 2.7 es posible demostrar las siguientes ecuaciones:

---


$$\frac{d\gamma_d}{dt} = \bar{i}_d - i_d \quad (3.14)$$

$$\bar{V}_d^s = V_g^d + wLi_q + k_{pi}(\bar{i}_d - i_d) + k_{ii}\gamma_d \quad (3.15)$$

$$\frac{d\gamma_q}{dt} = \bar{i}_q - i_q \quad (3.16)$$

$$\bar{V}_q^s = V_g^d - wLi_d + k_{pi}(\bar{i}_q - i_q) + k_{ii}\gamma_q \quad (3.17)$$

Cabe aclarar que  $\bar{V}_{dq}^s$  corresponde a variables de referencia internas, para obtener las variables  $V_{dq}^s$  (tensión real en terminales AC del convertidor) es necesario tener en cuenta el índice de modulación de amplitud de la manera:

$$\bar{V}_{dq}^s = m_a \bar{V}_{dc} \quad (3.18)$$

$$m_a = \frac{V_{dq}^s}{V_{dc}} \quad (3.19)$$

$$\bar{V}_{dq}^s = V_{dq}^s \frac{\bar{V}_{dc}}{V_{dc}} \quad (3.20)$$

No obstante, estos valores para propósitos de análisis de pequeña señal resultan ser casi idénticos, por lo tanto, es posible aproximar la relación  $V_{dc}^*/V_{dc}$  a uno, por lo que se obtiene:

$$\bar{V}_{dq}^s \approx V_{dq}^s \quad (3.21)$$

### 3.2.4 Outer Loop

Finalmente, el outer loop puede ser descrito con ayuda de las variables auxiliares  $\gamma_v$  y  $\gamma_Q$  como:

$$\frac{d\gamma_v}{dt} = \bar{V}_{dc} - V_{dc} \quad (3.22)$$

$$\bar{I}_d = k_{pv}(\bar{V}_{dc} - V_{dc}) + k_{iv}\gamma_v \quad (3.23)$$

$$\frac{d\gamma_q}{dt} = \bar{Q} - Q \quad (3.24)$$

$$\bar{I}_q = K_{pq}(\bar{Q} - Q) + K_{iQ}\gamma_Q \quad (3.25)$$

Nótese en la ecuación (3.24) y (3.25) que es posible despreciar el control sobre la potencia reactiva, esto se da debido a que se busca un factor de potencia unitario, lo cual puede asegurarse en el inner loop si la variable  $i_q$  es siempre igual a cero.

### 3.2.5 Linealización

Combinando las ecuaciones (3.10) a (3.25), es posible observar que estas siguen la forma descrita en (3.1), donde  $x = [i_d, i_q, V_{dc}, \gamma_d, \gamma_q, \gamma_v]^T$ ,  $y = [V_d^s, V_q^s]^T$  y  $u = [V_d^g, V_{dc}, I_{dc}, \bar{i}_q]^T$ . Para determinar el modelo de espacio de estados a través del proceso de linealización, es necesario obtener el punto de operación en estado estable del sistema; en este punto, las variaciones que sufre el sistema se consideran nulas, por lo que las derivadas de las ecuaciones son cero. Por tanto, es posible demostrar que las condiciones iniciales son las descritas en la tabla 3.1.

Variable	Condición inicial
$i_{do}$	$\frac{-V_d^g + \sqrt{V_d^{g2} + \frac{8V_{dc}I_{dc}R_f}{3}}}{2R_f}$
$i_{qo}$	$i_q = 0$
$V_{dco}$	$V_{dc}$
$\gamma_{do}$	$\frac{R_f i_{do}}{k_{ii}}$
$\gamma_{qo}$	$0$
$\gamma_{vo}$	$-\frac{i_{do}}{k_{iv}}$

Tabla 3.1: Condiciones iniciales.

Empleando la ecuación (3.4) y la ecuación (3.5) es posible demostrar que las matrices A y B del modelo de espacio de estados son iguales a (3.26) y (3.53) respectivamente.

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-R_s - k_{pi}}{L_f} & 0 & \frac{k_{pi}k_{pv}}{L_f} & \frac{k_{ii}}{L_f} & 0 & -\frac{k_{pi}k_{iv}}{L_f} \\ 0 & \frac{-R_s - k_{pi}}{L_f} & 0 & 0 & \frac{k_{ii}}{L_f} & 0 \\ J_{31} & J_{32} & J_{33} & J_{34} & 0 & J_{36} \\ -1 & 0 & k_{pv} & 0 & 0 & -k_{iv} \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

$$J_{31} = -\frac{3(V_d^g + R_s i_{do} - k_{pi} i_{do})}{2CV_{dc}} \quad (3.27)$$

$$J_{32} = -\frac{3(i_{do} \omega_o L_f)}{2CV_{dc}} \quad (3.28)$$

$$J_{33} = \frac{3i_{do}(V_d^g + R_s i_d - k_{pi}k_{pv}V_{dc})}{2CV_{dc}^2} \quad (3.29)$$

$$J_{34} = -\frac{3(i_{do}k_{ii})}{2CV_{dc}} \quad (3.30)$$

$$J_{36} = \frac{3i_{do}k_{pi}k_{iv}}{2CV_{dc}} \quad (3.31)$$

---


$$B = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{k_{pi}k_{pv}}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{k_{pi}}{L} \\ -\frac{3i_{d0}}{2CV_{dc}} & \frac{3i_{d0}k_{pi}k_{pv}}{2CV_{dc}} & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -k_{pv} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

Puede notarse desde la premisa de la linealización que se excluyen las variables de estado asociadas al PLL. La linealización de estas es descrita en la ecuaciones (3.33) y (3.34).

$$\frac{d\Delta\theta'}{dt} = k_p(\Delta\theta - \Delta\theta') + k_i\Delta\gamma_{pll} \quad (3.33)$$

$$\frac{d\Delta\gamma_{pll}}{dt} = \Delta\theta - \Delta\theta' \quad (3.34)$$

De donde es posible observar que no existe ninguna interferencia del PLL sobre el sistema, ni del sistema sobre el PLL, debido a que no se cuentan con variables cruzadas (es decir, no existen variables del modelo lineal del convertidor y control en el PLL, así como variables del PLL en estos), por lo tanto, se puede afirmar que **para análisis de pequeñas señales y en una red ideal**, el PLL puede ser despreciado, considerando que entrega siempre una frecuencia nominal  $\omega$ .

### 3.3 Modelo no ideal

Como se mencionó con anterioridad, la presencia de la red no ideal (y la impedancia de la misma) depende del punto de interconexión del VSC con el barraje, por lo que se espera que las ecuaciones de la red y del *Inner loop* contengan alguna variación en su forma.

#### 3.3.1 Modelo de red

Es posible observar de la figura 2.3 que al emplear un modelo no ideal, la ecuación (3.11) que representa la dinámica de la tensión en el capacitor no varía, no obstante, las ecuaciones que representan las dinámicas de la corriente en la red AC presentan una variación; estas pueden ser reescritas como:

$$L_f \frac{di_d}{dt} = -wL_f i_q - R_f i_d + V_d^s - V_d^{pcc} \quad (3.35)$$

$$L_f \frac{di_q}{dt} = wL_f i_d - R_f i_q + V_q^s - V_q^{pcc} \quad (3.36)$$

$$L_g \frac{di_d}{dt} = -wL_g i_q - R_g i_d - V_g^d + V_d^{pcc} \quad (3.37)$$

$$L_g \frac{di_q}{dt} = wL_g i_d - R_g i_q - V_q^g + V_q^{pcc} \quad (3.38)$$

De donde es posible demostrar que:

$$V_d^{pcc} = \frac{L_f V_g^d + L_f R_g i_d + L_g (V_d^s - R_f i_d)}{L_f + L_g} \quad (3.39)$$

$$V_q^{pcc} = \frac{L_f V_g^d + L_f R_g i_q + L_g (V_q^s - R_f i_q)}{L_f + L_g} \quad (3.40)$$

Además, de este conjunto de ecuaciones es posible obtener finalmente la ecuación que representa las dinámicas en una red no ideal.

$$(L_f + L_g) \frac{di_d}{dt} = -w(L_g + L_f) i_q - (R_g + R_f) i_d - V_g^d + V_d^s \quad (3.41)$$

$$(L_f + L_g) \frac{di_q}{dt} = w(L_f + L_g) i_d - (R_f + R_g) i_q - V_q^g + V_q^s \quad (3.42)$$

### 3.3.2 PLL

Debido al empleo de una red no ideal, el PLL debe contar con un esquema de normalización de amplitud (ANS), ya que la tensión en el punto de unión puede estar sujeta a variaciones. Es por esto por lo cual se emplea el PLL descrito en [16], el cual utiliza la tangente inversa para eliminar la dependencia de la magnitud de la tensión. Esta topología cambia drásticamente las características del modelo de espacio de estados asociado al PLL, pasando de contar con dos ecuaciones que describen su dinámica, a cinco. No obstante, y tal como se menciona anteriormente, al realizar la linealización alrededor del punto de operación se observa que las variables de estado asociadas al PLL no intervienen sobre las del convertidor y su control, y viceversa; por tanto, por lo respecta al **análisis de pequeña señal**, el PLL puede ser considerado ideal.

### 3.3.3 Inner Loop

Es posible notar que el control de las corrientes se realiza siempre considerando una red ideal, por lo que las ecuaciones auxiliares no tienen variación excepto en el término  $V_{dq}^g$ , el cual pasa a ser  $V_{dq}^{pcc}$ , por lo que es necesario emplear las ecuaciones (3.39) y (3.40) sobre las ecuaciones del inner loop.

$$V_d^s = V_{pccd} + wL i_q + k_{pi}(\bar{i}_d - i_d) + k_{ii} \gamma_d \quad (3.43)$$

$$V_q^s = V_{pccq} - wL i_d + k_{pi}(\bar{i}_q - i_q) + k_{ii} \gamma_q \quad (3.44)$$

Realizando dicha combinación, es posible demostrar que:

$$V_d^s = V_d^g + R_g i_d - R_f \frac{L_g}{L_f} i_d + \frac{L_f + L_g}{L_f} (w L_f i_q + k_{pi}(\bar{i}_d - i_d) + k_{ii} \gamma_d) \quad (3.45)$$

$$V_q^s = V_q^g + R_g i_q - R_f \frac{L_g}{L_f} i_q + \frac{L_f + L_g}{L_f} (-w L_f i_d + k_{pi}(\bar{i}_q - i_q) + k_{ii} \gamma_q) \quad (3.46)$$

Finalmente, las variables auxiliares  $\gamma_{dq}$  y  $\gamma_v$  (así como la ecuación auxiliar del outer loop) no sufren alteración alguna.

### 3.3.4 Linealización

Empleando las ecuaciones descritas con anterioridad, es posible observar que el sistema sigue la forma (3.1), cuyas variables, al igual que en el caso ideal, corresponden a  $x = [i_d, i_q, V_{dc}, \gamma_d, \gamma_q, \gamma_v]^T$ ,  $y = [V_d^s, V_q^s]^T$  y  $u = [V_d^g, V_{dc}, I_{dc}, i_q^*]^T$ . También es posible demostrar que las condiciones iniciales del sistema tienen la forma descrita en la tabla 3.2.

Variable	Condición inicial
$i_{d0}$	$\frac{-V_d^g + \sqrt{V_d^{g2} + \frac{8V_{dc}I_{dc}(R_g + R_f)}{3}}}{2(R_f + R_g)}$
$i_{q0}$	$i_q = 0$
$V_{dco}$	$V_{dc}$
$\gamma_{d0}$	$\frac{i_{d0} R_f}{k_{ii}}$
$\gamma_{q0}$	$0$
$\gamma_{v0}$	$-\frac{i_{d0}}{k_{iv}}$

Tabla 3.2: Condiciones iniciales en una red no ideal.

Finalmente, empleando (3.4) y (3.5) se concluye que las matrices A y B del modelo de espacio de estados corresponden respectivamente a las descritas en (3.47) y (3.48). Nótese que la condición inicial, y la forma de la matriz de estado es bastante similar al caso ideal.

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-R_s - k_{pi}}{L_f} & 0 & \frac{k_{pi} k_{pv}}{L_f} & \frac{k_{ii}}{L_f} & 0 & -\frac{k_{pi} k_{iv}}{L_f} \\ 0 & \frac{-R_s - k_{pi}}{L_f} & 0 & 0 & \frac{k_{ii}}{L_f} & 0 \\ J_{31} & J_{32} & J_{33} & J_{34} & 0 & J_{36} \\ -1 & 0 & k_{pv} & 0 & 0 & -k_{iv} \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

$$J_{31} = -\frac{3(V_d^g + (R_f + R_g)i_{do} - R_f \frac{L_g}{L_f} i_{do} - \frac{L_f + L_g}{L_f} k_{pi} i_{do})}{2CV_{dc}} \quad (3.48)$$

$$J_{32} = -\frac{3(i_{do} \omega_o L_f) \frac{L_f + L_g}{L_f}}{2CV_{dc}} \quad (3.49)$$

$$J_{33} = \frac{3i_{do}(V_d^g + R_f i_{do} - \frac{L_f + L_g}{L_f} k_{pi} k_{pv} V_{dc})}{2CV_{dc}^2} \quad (3.50)$$

$$J_{34} = -\frac{3(i_{do} k_{ii}) \frac{L_f + L_g}{L_f}}{2CV_{dc}} \quad (3.51)$$

$$J_{36} = \frac{3i_{do} k_{pi} k_{iv} \frac{L_f + L_g}{L_f}}{2CV_{dc}} \quad (3.52)$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{k_{pi} k_{pv}}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{k_{pi}}{L_f} \\ -\frac{3i_{do}}{2CV_{dc}} & \frac{3i_{do} k_{pi} k_{pv}}{2CV_{dc}} \frac{L_f + L_g}{L_f} & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -k_{pv} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.53)$$

### 3.4 Simulación

En esta sección se realiza la comparación entre el comportamiento del convertidor, su modelo dinámico y también el modelo de espacio de estados cuando opera en una red tanto ideal como no ideal. Para ello se emplea el software OpenModelica y en primera instancia se simula el convertidor, tal como se observa en la figura 3.1, con los parámetros descritos en las tabla 3.3 y 3.4.

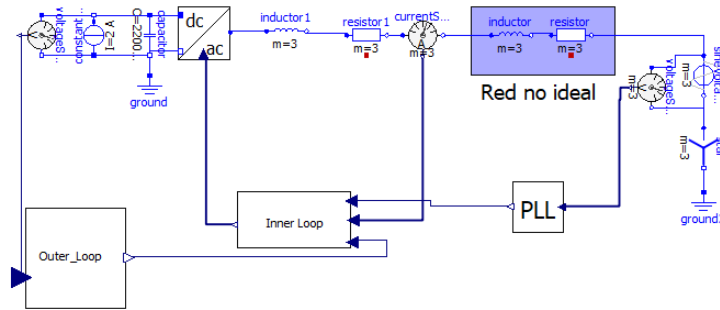


Figura 3.1: Simulación VSC en Open Modelica..

Algunos autores como en [7] y [6] emplean una resistencia como carga en lugar de la corriente  $I_{dc}$ , esto debido a que emplean el VSC como rectificador.

---

Variable	Valor
$C$	$2200\mu\text{F}$
$L_f$	$55\text{mH}$
$R_f$	$50\text{m}\Omega$
$L_g$	$10\text{mH}$
$R_g$	$20\text{m}\Omega$
$V_d^g$	$380\text{V}$
$V_{dc}$	$1000\text{V}$
$I_{dc}$	$2\text{A}$

Tabla 3.3: Parametros del sistema.

Variable	Valor
$k_{pi}$	$29.33$
$k_{pv}$	$1.1729$
$k_{vi}$	$7106$
$k_{iv}$	$312.66$

Tabla 3.4: Parametros de control.

Para el caso de aplicaciones fotovoltaicas, el VSC se emplea como inversor, y los paneles pueden ser considerada como una fuente de corriente. En la figura 3.1 el control del Outer loop está únicamente enfocado hacia la tensión en terminales de la capacitancia ( $V_{dc}$ ), naturalmente puede controlarse la potencia reactiva  $Q$ , no obstante, se busca alcanzar el factor de potencia unitario, lo cual puede ser logrado llevando la corriente  $i_q$  a cero directamente en el Inner Loop (con esto se consigue ahorrar una nueva ecuación y variable de estado).

A fin de comparar el comportamiento de cada uno de los modelos, se realizan variaciones sobre uno de los parámetros de entrada (en este caso  $V_{dc}$ ). Estas deben ser cercanas al punto de operación en estado estable, a fin que el modelo de espacio de estados pueda aproximarse al comportamiento del convertidor. En la figura 3.2 se observan las dinámicas de los tres modelos descritos anteriormente en una red ideal ante un cambio en la referencia. Mientras que en la figura 3.3 en el caso de una red no ideal.

Es posible notar que en el primer caso los tres modelos logran seguir las referencias con error de estado estacionario prácticamente nulo. Lo que quiere indicar que la presencia del PLL en el análisis de pequeña señal considerando únicamente un control nivel cero es innecesaria (el modelo dinámico y el modelo de espacio de estados no empleaban las dinámicas del PLL y siguen las referencias). Además se nota que en el caso de una red no ideal, el modelo de espacio de estados actúa concorde a las dinámicas del convertidor.



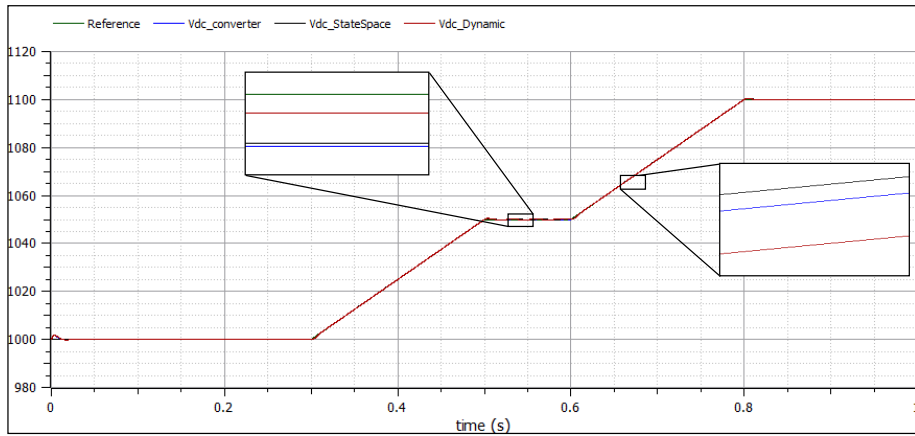


Figura 3.2: Comparación de los modelos en una red ideal.

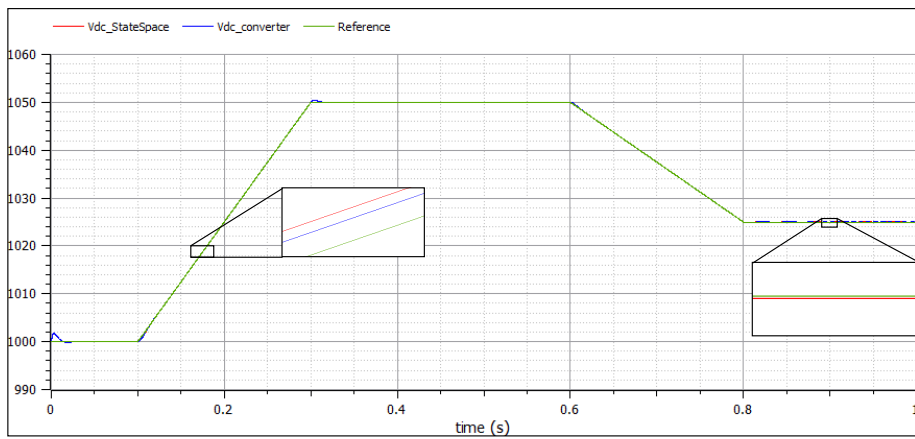


Figura 3.3: Comparación de los modelos en una red no ideal.

## Capítulo 4

# Análisis de resultados

Como se mencionó en el capítulo 3, es posible analizar la estabilidad de un sistema con ayuda del conocimiento del posicionamiento de los valores propios de la matriz de estado. Para ello, empleando los parámetros descritos en las tablas 3.3 y 3.4 es posible obtener que los eigenvalores de la matriz A son idénticos a (4.1).

$$\lambda = \begin{pmatrix} -112.1792 + 436.585j & -112.179 - 436.585j \\ -195.482 + 135.993j & -195.482 - 135.993j \\ -267 + 266.120j & -267 - 266.120j \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Lo cual supone que el sistema se encuentra operando en estado estable; no obstante, se desea responder la pregunta *¿cómo afectan los parámetros del mismo a la estabilidad?* Para solventarla inicialmente, se realiza un análisis de sensibilidad, el cual permitirá esclarecer los aportes de cada elemento de la matriz (y luego de cada parámetro) al posicionamiento de los eigenvalores.

### 4.1 Análisis factores de participación

Esto puede ser logrado empleando la ecuación (3.7). El resultado como ha sido aclarado corresponde a la manera en que cada elemento de la matriz influye sobre un valor propio específico, por lo que este corresponderá a un tensor con dimensiones idénticas a la matriz y una adicional idéntica al número de valores propios. Las matrices (4.2), (4.3) y (4.4) representan los factores de participación de cada elemento sobre la parte real de los eigenvalores.

$$p_{1,2} = \begin{bmatrix} 1.96e^{-01} & 1.39e^{-17} & -2.35e^{-01} & -1.35e^{-04} & 8.39e^{-20} & -3.77e^{-04} \\ 6.76e^{-02} & 1.95e^{-18} & -5.07e^{-02} & 8.50e^{-06} & 1.87e^{-20} & -1.11e^{-04} \\ -2.22e^{-01} & -3.33e^{-17} & 4.54e^{-01} & 4.95e^{-04} & -1.57e^{-19} & 5.40e^{-04} \\ 1.45e^{02} & -1.20e^{-14} & 6.37e^{01} & 3.33e^{-01} & -1.77e^{-17} & -1.36e^{-01} \\ 2.30e^{01} & -2.43e^{-15} & 1.58e^{01} & 6.32e^{-02} & -4.73e^{-18} & -1.8e^{-02} \\ -7.12e^{01} & 1.39e^{-14} & -1.17e^{02} & -3.20e^{-01} & 3.75e^{-17} & 1.475e^{-02} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$p_{3,4} = \begin{bmatrix} 3.03e^{-01} & 9.08e^{-18} & 2.35e^{-01} & 1.35e^{-04} & 9.31e^{-20} & 3.77e^{-04} \\ 5.72e^{-02} & 7.86e^{-19} & 5.07e^{-02} & 5.48e^{-05} & 1.95e^{-20} & 1.11e^{-04} \\ 2.22e^{-01} & 2.55e^{-17} & 4.55e^{-02} & -4.95e^{-04} & 2.90e^{-20} & -5.40e^{-05} \\ -1.45e^{02} & -1.16e^{-14} & -6.37e^{01} & 1.66e^{-01} & -2.94e^{-17} & 1.36e^{-01} \\ -3.2e^{01} & -2.29e^{-15} & -1.58e^{01} & 2.77e^{-02} & -7.04e^{-18} & 1.80e^{-02} \\ 7.12e^{02} & -7.01e^{-15} & 1.17e^{02} & 3.20e^{-01} & 4.10e^{-17} & 4.85e^{-01} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$p_{5,6} = \begin{bmatrix} 2.55e^{-18} & -2.30e^{-17} & 2.59e^{-32} & 3.51e^{-20} & -1.77e^{-17} & -7.35e^{-35} \\ -1.24e^{-01} & 5e^{-01} & 7.03e^{-16} & -6.33e^{-05} & 0 & 2.07e^{-18} \\ 3.7e^{-19} & 7.81e^{-18} & -3.14e^{-32} & -2.44e^{-20} & 1.28e^{-19} & 1.63e^{-35} \\ -5.06e^{-15} & 2.36e^{-14} & 1.77e^{-29} & -1.15e^{-17} & 4.72e^{-17} & 9.26e^{-32} \\ 8.99 & 9.45e^{-15} & -1.64e^{-13} & -9.10e^{-02} & 5e^{-01} & -6.24e^{-17} \\ 3.14e^{-16} & -6.92e^{-15} & 1.61e^{-29} & 1.51e^{-17} & -7.86e^{-17} & -1.89e^{-32} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

La razón por la cual se toma con mayor consideración los factores de participación sobre la parte real de los eigenvalores, resulta de que estos determinan si un sistema es inestable o estable, por lo que es más provechoso saber cómo influyen los elementos de la matriz a este valor.

De las primeras dos matrices es posible deducir en primera instancia que existe una marcada influencia del elemento  $a_{43}$  (donde se encuentra el parámetro  $k_{pv}$ ) sobre la parte real de los eigenvalores  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ ; a pesar de que este parámetro de control cuenta con un bajo valor, un leve cambio en su valor numérico resulta en un elevado cambio en la parte real de los modos de oscilación nombrados. Nótese que de igual manera, existen elementos que a pesar de tener valores fijos, presentan elevados factores de participación, como  $a_{51}$ ,  $a_{61}$ ,  $a_{63}$  y  $a_{66}$ ; por lo que sería idóneo poder modificar de alguna manera estos valores, no obstante, estos se encuentran asociados a las variables auxiliares, por lo que el hecho de modificarlos en estas posiciones específicas también interferiría en las demás ecuaciones, siendo notorio por ejemplo el caso del factor  $a_{51}$ , el cual supondría la eliminación de la independencia del control separado de potencia activa y reactiva, debido a la presencia de términos cruzados.

También existen términos que presentan factores de participación a ser considerados; por ejemplo, para el caso de  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$  resultan fundamentales los elementos  $a_{11}$ ,  $a_{13}$ ,  $a_{31}$ ,  $a_{33}$  y  $a_{44}$ , de donde es posible deducir que cuentan con elevada influencia sobre estos eigenvalores los parámetros  $L_f$ ,  $k_{pi}$ ,  $k_{pv}$ ,  $k_{iv}$ ,  $C$  y  $V_{dc}$ . Finalmente, es posible observar como sobre los eigenvalores  $\lambda_5, \lambda_6$ , existen bajos aportes de los elementos no vacíos o sin valores fijos, por lo que podría

esperarse que estos eigenvalores no supongan problemas graves en la estabilidad del sistema, sin embargo, tal y como se demuestra a continuación, algunos parámetros del controlador y del sistema guardan elevada proporcionalidad con estos valores propios.

A fin de observar con mayor precisión cómo los parámetros del sistema aportan sobre los modos de oscilación (y no solamente la influencia de las posiciones de la matriz A), se emplea la ecuación (3.8), obteniendo consigo las tablas descritas a continuación.

Factor de participación	$L_f$	$C$
$p_1$	3796.68	-4171.90
$p_2$	3796.68	-4171.90
$p_3$	1057.86	2245.72
$p_4$	1057.86	2245.72
$p_5$	4854.54	$-1.14e^{-27}$
$p_6$	4854.54	$-1.14e^{-27}$

Tabla 4.1: Factores de participación (parte real) parámetros del sistema.

Factor de participación	$k_{pi}$	$k_{pv}$	$k_{ii}$	$k_{iv}$
$p_1$	-6.83	-91.424	-0.0035	0.371
$p_2$	-6.83	-91.424	-0.0035	0.371
$p_3$	-3.65	56.75	0.0035	-0.37
$p_4$	-3.65	56.75	0.0035	-0.37
$p_5$	-9.09	$3.92e^{-30}$	$-1.911e^{-19}$	$-3.49e^{-32}$
$p_6$	-9.09	$3.92e^{-30}$	$-1.911e^{-19}$	$-3.49e^{-32}$

Tabla 4.2: Factores de participación (parte real) parámetros de control.

Como se ha mencionado, el valor numérico de  $p_i^{km}$  y  $p_i^x$  no guarda demasiada relevancia, la importancia recae sobre su valor relativo con respecto a los demás factores concernientes a los modos de oscilación. En este orden de ideas, es posible realizar unas aclaraciones preliminares que pueden ser comprobadas con un análisis de bifurcaciones.

En primer lugar, como se observa en la tabla 4.1 en un sistema ideal, un incremento de la impedancia empleada para el filtrado viene acompañada de una consecuente reducción notoria en el margen de estabilidad del sistema, ya que absolutamente todos los eigenvalores son desplazados hacia su parte positiva, viéndose mayormente afectados los valores propios  $\lambda_{1,2,3,4}$ . Mientras que para el caso de un incremento del valor de la capacitancia, se aumenta el margen de estabilidad de los valores propios  $\lambda_{1,2}$  a costa de una reducción en los valores  $\lambda_{3,4}$ , también es de aclarar que la influencia de este parámetro sobre los valores

---

propios  $\lambda_{5,6}$  es prácticamente nula.

En cuanto a los parámetros de control, el factor  $k_{pv}$  tiene notoria influencia sobre todos los eigenvalores, donde puede notarse que aumentará el margen de estabilidad al ser aumentado su valor numérico, especialmente para los valores propios  $\lambda_{5,6}$ ; de aquí podemos deducir que los únicos parámetros que afectan notoriamente este par de valores propios son la inductancia y la acción proporcional del Inner Loop. Respecto a la acción proporcional del controlador de tensión, un aumento en este parámetro supondrá una mejora en la respuesta para los eigenvalores  $\lambda_{1,2}$  en detrimento del margen de estabilidad de  $\lambda_{3,4}$ .

Como puede observarse, las acciones integrales de los controladores cuentan con reducidos factores de participación en comparación con los demás parámetros, esto puede explicarse debido a que el valor de estos parámetros suele ser bastante elevado a comparación de los demás presentes en el sistema, por lo que para demostrar cambios significativos en los valores propios, necesitarán cambios más grandes que el que necesitaría, por ejemplo, la inductancia (razón por la cual sus factores de participación son tan elevados). Se nota de igual manera, que el aporte de estos parámetros a los eigenvalores  $\lambda_{5,6}$  es despreciable.

Hasta este punto ha sido determinada la influencia de la variación de cada elemento de la matriz A sobre el posicionamiento de la parte real de los valores propios (así como de los parámetros); naturalmente hay que cuestionarse cómo influyen estas variaciones sobre la parte imaginaria de los eigenvalores. Tal como se menciona en el capítulo 3, estas vienen en pares conjugados y producen oscilaciones que, superado un umbral, pueden suponer problemas en el sistema. En este orden de ideas, es conveniente introducir la ecuación (4.5).

$$r_D = -\frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} 100\% \quad (4.5)$$

Esta indica la tasa de amortiguamiento asociada a cada valor propio, donde  $\alpha$  corresponde a la parte real de los eigenvalores y  $\beta$  la parte imaginaria. Es claro que a medida que la parte real sea mucho mayor que la parte imaginaria, mayor será la tasa de decrecimiento de la oscilación. Un factor de amortiguamiento menor al 10% indica problemas de amortiguamiento en el sistema, que deben ser corregidas mediante el ajuste de los parámetros de control. Los factores de amortiguamiento del sistema para el caso base son descritos en (4.6)

$$r_D = \begin{pmatrix} 24\% \\ 59.2\% \\ 50\% \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

A fin de no rellenar innecesariamente hojas con matrices, solamente se presentan los factores de participación de los parámetros del sistema sobre la parte

imaginaria de los eigenvalores en las tablas 4.3 y 4.4. Como se puede observar, estos también provienen en pares conjugados, lo que indica un aporte contrario a los factores de participación, es decir que al variar un valor en la posición de la matriz A (o parámetro), los valores se acercarán (alejarán) por pares del eje real. Idóneamente se desea que estos se acercasen al eje real, ya que supondría un incremento en las tasas de amortiguamiento.

El análisis de estos factores es semejante al realizado para su parte real, donde los valores relativos de un factor de participación indican mayor o menor aporte a un eigenvalue. Puede notarse particularmente como los factores de participación de la parte imaginaria se asemejan (en magnitud relativa con respecto a los demás factores) a los obtenidos por su parte real, a excepción del parámetro  $k_{ii}$ , el cual presenta una mayor influencia para los valores propios  $\lambda_{5,6}$ , lo que indica que una variación en este parámetro tiene notoria influencia sobre la parte imaginaria, mas no sobre la real.

Factor de participación	$L_f$	$C$
$p_1$	-690.37	-96230.6
$p_2$	690.37	96230.6
$p_3$	-777.58	22583.16
$p_4$	777.585	-22583.16
$p_5$	16.01	$3.44e^{-27}$
$p_6$	-16.01	$-3.44e^{-27}$

Tabla 4.3: Factores de participación (parte imaginaria) parámetros del sistema.

Factor de participación	$k_{pi}$	$k_{pv}$	$k_{ii}$	$k_{iv}$
$p_1$	0.26	149.7	0.018	0.115
$p_2$	-0.26	-149.7	-0.018	-0.115
$p_3$	-3.14	-72.74	0.013	0.113
$p_4$	3.14	72.74	-0.013	-0.113
$p_5$	-8.92	$3.86e^{-30}$	0.033	$-2.20e^{-32}$
$p_6$	8.92	$-3.86e^{-30}$	-0.033	$2.20e^{-32}$

Tabla 4.4: Factores de participación (parte imaginaria) parámetros de control.

## 4.2 Análisis de bifurcaciones

A fin de verificar estas aseveraciones realizadas, es necesario llevar a cabo un análisis de bifurcaciones, el cual consiste en cambiar sucesivamente el punto sobre el cual se realiza la linealización con el objetivo de observar como evoluciona el posicionamiento de los valores propios del sistema. Esto se logra var-

iendo un parámetro específico, calculando su estado estable y a continuación graficando el recorrido de los valores propios. El rango para el cual se realiza el análisis es descrito en la tabla 4.5, naturalmente el análisis se realiza para un parámetro a la vez.

Parámetro	Rango de Variación
L	[50-150] mH
C	[1-10] mF
$k_{pi}$	[10-100]
$k_{pv}$	[0.01-10]
$k_{ii}$	$[5 - 100]e^3$
$k_{iv}$	[200-1000]

Tabla 4.5: Malla de valores empleada para las bifurcaciones

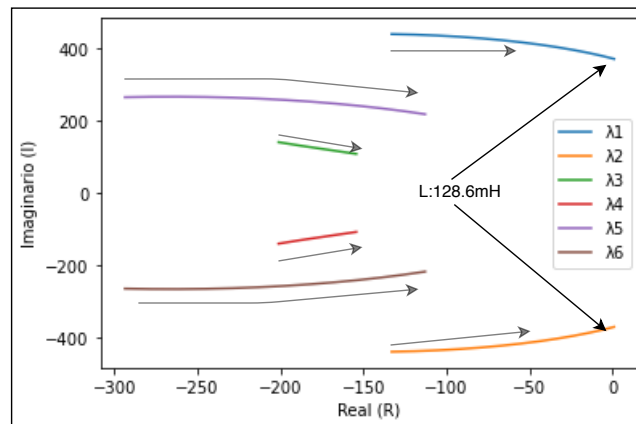


Figura 4.1: Bifurcación del sistema al variar el parámetro L

Tal como se predijo del análisis de los factores de participación, un incremento en el valor de la inductancia conduce a una reducción del margen de estabilidad. Se observa como todos los eigenvalores se desplazan en dirección hacia el eje imaginario, a tal punto que el sistema entra en una bifurcación tipo hopf (tabla 4.6), la cual consiste en que al menos un eigenvalue atraviesa dicho eje (lo que significa que su valor en la parte real se vuelve positivo), por lo que el sistema se torna inestable. Esto ocurre para un valor de inductancia aproximadamente 2.5 veces el caso base. Además puede observarse como un aumento en la inductancia aumenta (levemente) la tasa de amortiguamiento al acercar todos los valores propios al eje real, lo que indica que se reduce la parte imaginaria de estos.

Inductancia [H]	Estabilidad del sistema	Eigenvalue 1,2
0.1285	Estable	$-5.62e^{-2} \pm 371.64j$
0.1286	Inestable	$8.26e^{-4} \pm 371.57j$

Tabla 4.6: Límite de estabilidad del sistema al variar L

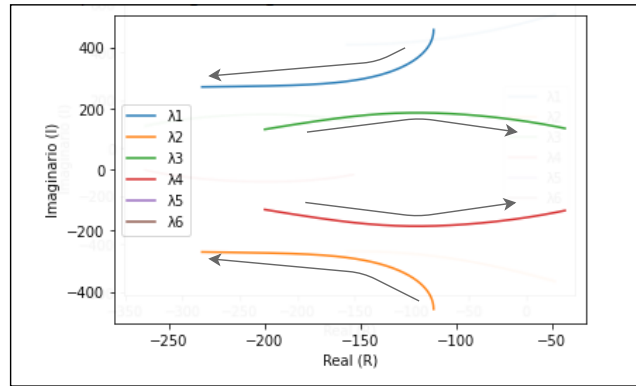


Figura 4.2: Bifurcación del sistema al variar el parámetro C

A continuación se procede a analizar el caso capacitivo; como puede observarse en la figura 4.2, un crecimiento en el valor de este parámetro, conduce a que se incremente el margen de estabilidad de los valores propios  $\lambda_{1,2}$  en detrimento de los valores propios  $\lambda_{3,4}$  (de igual manera sucede para el factor de amortiguamiento). A pesar de esto, no se alcanza a cruzar el eje imaginario (ni el umbral mínimo de amortiguamiento), por tanto el sistema permanece estable. Nótese que la influencia sobre los valores propios  $\lambda_{5,6}$  es insignificante.

Contrariamente a como sucede con la inductancia, un aumento en el valor de la constante proporcional del Inner Loop supone en primera instancia un aumento del margen de estabilidad, y en segunda, un aumento de la tasa de amortiguamiento del sistema. Como se observa en la figura 4.3, el sistema entra en un estado inestable solamente si este valor es demasiado bajo, a medida que este incrementa, el margen de estabilidad lo hace igualmente, y la parte imaginaria de los eigenvalores (asociada a las oscilaciones del sistema cuando sufre alguna perturbación) se ve notoriamente reducida, a tal punto que para un valor elevado, el sistema entra en una bifurcación tipo tridente (pitchfork) alrededor del eje real, lo que conlleva a que para los eigenvalores  $\lambda_{5,6}$  la tasa de amortiguamiento sea 100%. Esto puede resumirse en la tabla 4.7.

En cuanto a la variación del parámetro  $kpv$ , puede notarse en la figura 4.4 que el sistema entra en una bifurcación tipo Hopf (inducida por los valores propios  $\lambda_{1,2}$ ) cuando esta toma un valor muy bajo (que es alrededor de 4 veces menor que el caso base), de igual forma es necesario tener presente el compor-



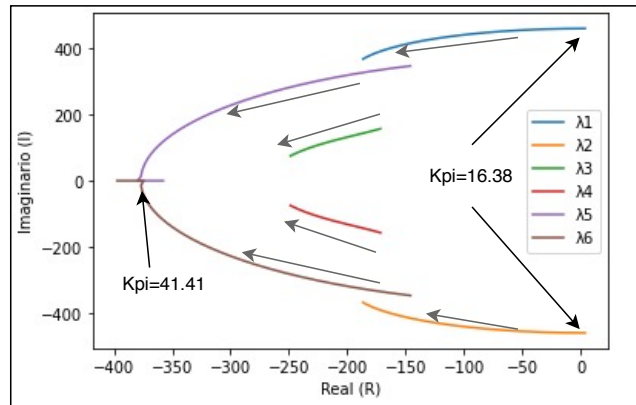


Figura 4.3: Bifurcación del sistema al variar el parámetro  $k_{pi}$

Constante $k_{pi}$	Estabilidad del sistema	Valor eigenvalue
16.38	Inestable	$\lambda_{1,2} = 1.56e^{-1} \pm 460.94j$
16.4	Estable	$\lambda_{1,2} = -2.90e^{-2} \pm 460.93j$
41.417	Estable	$\lambda_{5,6} = -377.169$

Tabla 4.7: Posicionamiento eigenvalores al variar el parámetro  $k_{pi}$

tamiento de estos valores propios, donde es claro que un aumento de la constante influye en un aumento de la parte imaginaria de estos, llevando consigo a una disminución de los factores de amortiguamiento. Puede observarse también que los eigenvalores  $\lambda_{3,4}$  se acercan a una bifurcación tipo tridente, por lo que se puede concluir que es beneficioso para sus factores de amortiguamiento. Este parámetro no es concluyente, como sí lo es la inductancia del sistema (donde se prefieren valores no muy elevados) y la constante  $K_{pi}$  (donde se prefieren valores elevados), no obstante, se puede concluir que un valor relativamente bajo (comparado con  $k_{iv}$ ) es adecuado.

Como puede observarse en la figura 4.5, el parámetro  $k_{ii}$  quizás es el más problemático a la hora de ser ajustado, este supone graves problemas en cuanto respecta a las tasas de amortiguamiento. A pesar de que aumentar el valor de este elemento supone una leve mejora en el margen de estabilidad, se ve altamente descompensada por el hecho de que los eigenvalores toman partes imaginarias relativamente altas a comparación de su respectiva parte real, llegando a tal punto que la tasa de amortiguamiento es menor al 10%.

Se podría caer en el error de asumir idealmente un valor menor para esta constante, no obstante, para objetivos de control es necesario que tenga un valor elevado, debido a que esta se encarga de que el sistema alcance un error de estado estacionario nulo. Nótese como la influencia de este parámetro sobre

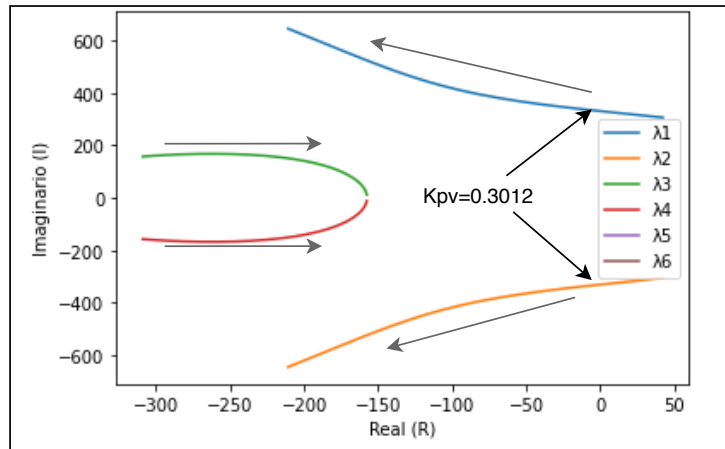


Figura 4.4: Bifurcación del sistema al variar el parámetro  $k_{pv}$

la parte real de los eigenvalores  $\lambda_{5,6}$  es mínima, no obstante, ejerce un gran aporte a su parte imaginaria.

Mientras que para el caso de la constante  $k_{iv}$ , descrita en la figura 4.6, sucede algo peculiar, a medida que aumenta el valor de este parámetro se observa que los eigenvalores se alejan en direcciones opuestas, mejorando y empeorando al mismo tiempo el margen de estabilidad, y a su vez, mejorando y empeorando la tasa de amortiguamiento. Se observa que los valores  $\lambda_{1,2}$  cruzan el eje imaginario (para un valor alrededor de 2.5 veces del caso base), y el sistema se torna inestable. De igual manera, a medida que este parámetro aumenta, aumenta la parte imaginaria de estos valores propios, y disminuye su parte real, a tal punto que se sobrepasa el valor mínimo de factor de amortiguamiento del 10%.

La estabilidad del VSC en un sistema ideal y operando como seguidor de red, puede ser resumida en la tabla 4.8.

Parámetro (incrementa)	Estabilidad	Damping Ratios
L	Empeora	Mejora (levemente)
$k_{pi}$	Mejora	Mejora
$k_{pv}$	Mejora	Empeora
$k_{ii}$	Mejora	Empeora
$k_{iv}$	Empeora	Empeora

Tabla 4.8: Resumen estabilidad del sistema.

Cabe aclarar que el adjetivo empeora es sujeto a subjetividades, puesto

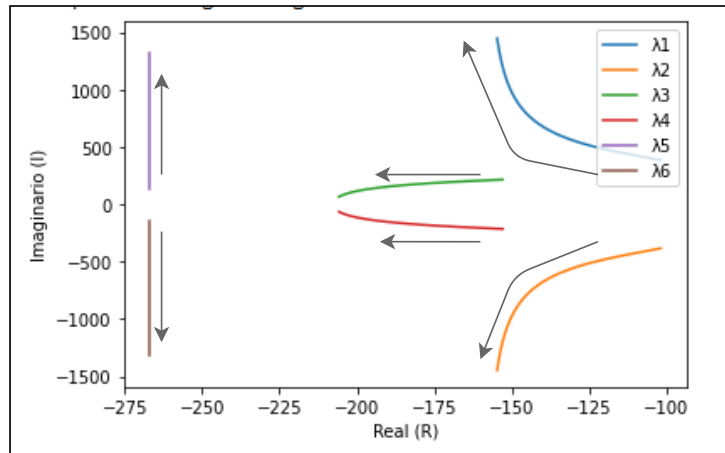


Figura 4.5: Bifurcación del sistema al variar el parámetro  $k_{ii}$

que se puede asegurar certeramente que en estos casos algunos valores propios mejoran, no obstante, se toma la premisa de que tan solo un valor propio es suficiente para volver el sistema inestable, o empeorar las tasas de amortiguamiento, por lo que las conclusiones son fácilmente deducibles.

Finalmente, y tal como se ha mencionado, vale la pena responder a la pregunta *¿qué sucede cuando existe una red no ideal?* Como es sabido, esta corresponde a un parámetro que varía dependiendo del punto de conexión con la red, por lo que no se tiene certeza concreta acerca de su valor. Al igual que en la red ideal, son obtenidos los factores de participación en primera instancia. Estos pueden ser calculados empleando la matriz (3.47) en conjunto con la ecuación (3.8). En la tabla 4.9 se resumen los resultados.

Factor de participación	$L_f$	$L_g$
$p_{1,2}$	$3947.41 \pm 288.29$	$475.8 \pm 55.07$
$p_{3,4}$	$1180.67 \pm 686.03$	$161.97 \pm 84.83$
$p_{5,6}$	$4856.19 \pm 509.26$	$-3.270e^{-30} \pm 6.66e^{-31}$

Tabla 4.9: Factores de participación de las inductancias en el sistema.

Como era de esperarse, los factores de participación demuestran que un aumento en la impedancia de la red no ideal conlleva a que la estabilidad del sistema empeore, no obstante, esto no se realiza de una manera tan marcada como sí lo hace la impedancia empleada para el filtrado (además de que se puede observar que el aporte sobre  $\lambda_{5,6}$  es nula). La presencia de esta red no ideal supone que los eigenvalores se desplacen hacia la derecha como se ilustra en la figura 4.7, y por tanto, disminuya el margen de estabilidad. Cabe aclarar

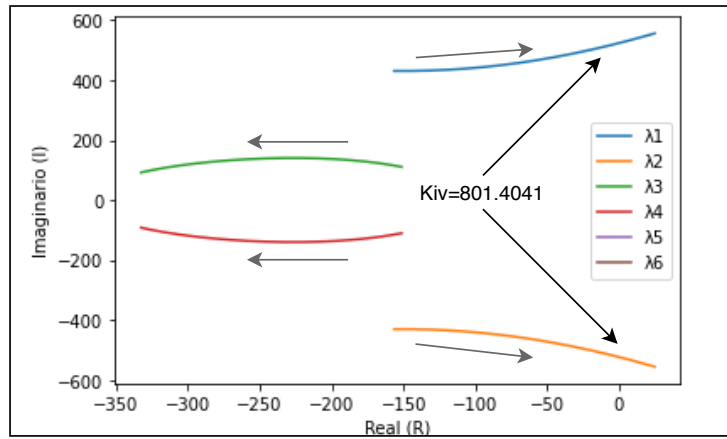


Figura 4.6: Bifurcación del sistema al variar el parámetro  $kiv$

que se emplea una malla de valores de  $L_g = [0 - 30mH]$ .

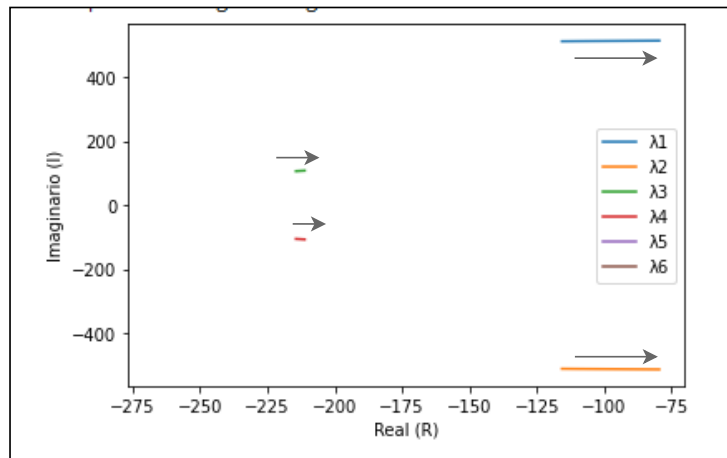


Figura 4.7: Bifurcación del sistema al variar el parámetro  $L_g$

En cuanto respecta a los demás factores de participación, estos no afectan notoriamente su valor relativo (tanto en el caso de las matrices, como en el caso de los parámetros), así como tampoco se ven afectadas sus curvas características descritas con anterioridad, por lo que se pueden traslapar los resultados obtenidos. No obstante, sí se presenta un desplazamiento de los eigenvalores debido a la modificación del punto inicial que supone la introducción de una red no ideal, lo que implica que tienen menor margen de estabilidad.

## Capítulo 5

# Conclusiones y futuros trabajos de investigación

### 5.1 Conclusiones

- En lo que respecta al *análisis de pequeña señal* del convertidor VSC conectado a un barraje infinito, teniendo en cuenta únicamente un control nivel cero, el PLL puede ser despreciado, por lo que la frecuencia no se considera sujeta a perturbaciones, siendo siempre constante. Esto se explica en el hecho que la red impone la frecuencia.
- La inductancia  $L_f$  empleada para el filtrado no debe poseer un valor elevado para las proporciones del sistema, debido a que esta disminuye los márgenes de estabilidad, a tal punto que puede provocar una bifurcación tipo Hopf. Sin embargo, un valor muy pequeño en la inductancia puede aumentar los armónicos asociados a la conmutación. Esto significa que el valor de la inductancia debe ser adecuadamente estudiado con el convertidor (por ejemplo también puede ser coordinada con el parámetro  $k_{pi}$ , ya que este aumenta los márgenes de estabilidad).
- Las constantes integrales son necesarias cuando se realiza un control tipo PI, debido a que estas aseguran un error de estado estacionario nulo, no obstante, tal como se demostró, un incremento desmedido en estas suponen problemas en los factores de amortiguamiento del sistema (como sucede con  $k_{ii}$ ) o de inestabilidad (como sucede con  $k_{iv}$ ).
- La red no ideal es un parámetro que depende del punto de interconexión del VSC. Este debe tenerse en cuenta debido a que, a pesar de que no afecta notoriamente los factores de participación, o las formas de las bifurcaciones, disminuye el margen de estabilidad, haciendo que los valores propios se desplacen hacia la derecha.

---

## 5.2 Futuros trabajos

- Incluir al modelo un filtro tipo LCL y realizar un análisis comparativo (enfocado en la estabilidad del sistema) entre las ventajas y desventajas que supone el empleo de este y el filtro tipo L.
- Analizar la estabilidad del esquema de generación fotovoltaico completo. Esto se logra añadiendo el convertidor DC-DC, el cual permite localizar el punto de máxima extracción de potencia, así como también el modelo del panel fotovoltaico, naturalmente se debe incluir un modelo estocástico para simular la radiación solar.

# Bibliografía

- [1] “Best Research-Cell Efficiency Chart — Photovoltaic Research — NREL.” [Online]. Available: <https://www.nrel.gov/pv/cell-efficiency.html>
- [2] Z. Shuai, Y. Sun, Z. J. Shen, W. Tian, C. Tu, Y. Li, and X. Yin, “Microgrid stability: Classification and a review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 58, pp. 167 – 179, 2016. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115015841>
- [3] E. Gómez, J. M. Ramírez, *et al.*, “Control en Microrredes de A.C: Control Jerárquico, Tecnologías y Normativa,” CIGRE, Tech. Rep., 2020. [Online]. Available: <http://www.cigrecolombia.org/Pages/Home.aspx>
- [4] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [5] H. Chen, Z. Liu, and W. Yu, “Stability analysis of single-phase voltage source converters based on linearization theory,” in *2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, 2019, pp. 603–607.
- [6] H. Chen, W. Yu, Z. Liu, Q. Yan, I. Adamu Tasiu, and Z. Han, “Low-frequency instability induced by hopf bifurcation in a single-phase converter connected to non-ideal power grid,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 62 871–62 882, 2020.
- [7] M. Huang, C. K. Tse, S. Wong, C. Wan, and X. Ruan, “Low-frequency hopf bifurcation and its effects on stability margin in three-phase pfc power supplies connected to non-ideal power grid,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, no. 12, pp. 3328–3340, 2013.
- [8] S. Santoso and W. Beaty, *Standard Handbook for Electrical Engineers*, 17th ed. McGraw-Hill, 2018, ch. 20.5.
- [9] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Kluwer academic Publishers Group, 2001.
- [10] D. Hart, *Electrónica de potencia*, 1st ed. Prentice Hall, 2001.

- 
- [11] R. Jadeja, A. Ved, T. Trivedi, and G. Khanduja, *Microgrid Architectures, Control and Protection Methods*. Springer, 2020, ch. 13. Control of Power Electronic Converters in AC Microgrid.
- [12] T. Kalitjuka, “Control of Voltage Source Converters for Power System Applications,” Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2011.
- [13] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, 1st ed. John Wiley and Sons, 2011.
- [14] T. Mulugeta, “Control of Multi-Terminal VSC-HVDC Systems,” Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2008.
- [15] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Three-phase pll’s: A review of recent advances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1894–1907, 2017.
- [16] M. Bravo, “Stability Analysis On The Primary Control in AC microgrids,” Master’s thesis, Universidad Tecnológica de Pereira, 2019.
- [17] D. Giraldo and E. Giraldo, *Teoría de control análogo*, 1st ed. Universidad Tecnológica de Pereira, 2009.
- [18] M. Bravo, A. Garcés, O. D. Montoya, and C. R. Baier, “Nonlinear Analysis for the Three-Phase PLL: A New Look for a Classical Problem,” *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2018*, no. V, pp. 1–6, 2018.