



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**“ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE UN SISTEMA DE
CONVERSIÓN DE POTENCIA DE DOS ETAPAS CC-CC-CA”**

TRABAJO DE TITULACIÓN

Previo a la obtención del Título de:

MAGÍSTER EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

Presentado por:

David Israel Manzo Vera

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2022

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por permitirme tener una familia que ha sido el soporte e inspiración y que gracias a su amor y comprensión, podemos culminar juntos esta etapa.

Kevin Lucas y David Vaca por ser la guía en la elaboración de este proyecto además de toda la paciencia que han tenido en el traspaso de conocimientos y por brindarme una amistad sincera, al PhD. Douglas Plaza por su apoyo incansable para culminar esta etapa.

MSc. Armando Altamirano, MSc. Franklin Kuonqui, PhD. Efrén Herrera, Ing. Washington Medina, por el incentivo en seguir mi formación y brindarme toda la ayuda posible, en el ámbito laboral y académico, siendo un ejemplo a seguir por todo lo que han cimentado en sus años como profesional.

Mis más sinceros agradecimientos a todas las personas que colocaron su granito de arena para cumplir una meta más en este largo camino de vida.

A mis compañeros de cohorte, que llegaron a convertirse en mi familia durante las largas jornadas de estudio.

David Israel Manzo Vera

DEDICATORIA

A Dios por ser la fuente diaria de inspiración, llenarme de salud y vida en esta nueva etapa profesional.

A mis padres, esposa e hijos, por generar ese vínculo de amor y por estar conmigo a cada paso que doy, soy testigo del esfuerzo y sacrificio que han tenido que hacer para que yo pudiera culminar esta etapa. Todos mis logros siempre serán para ustedes.

A mis hermanos y amigos, por su apoyo incondicional y sabias palabras de aliento por ayudarme a crecer como persona y profesional.

David Israel Manzo Vera

TRIBUNAL DE EVALUACIÓN

Ph.D. María Antonieta Álvarez Villanueva
SUBDECANA DE LA FIEC

M.Sc. Kevin Eduardo Lucas Marcillo
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

M.Sc. David Alejandro Vaca Benavides
MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, nos corresponde exclusivamente; y damos nuestro consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual"

David Israel Manzo Vera

RESUMEN

En el Capítulo 1 se da una reseña de la problemática a tratar, planteando los objetivos de este proyecto, dando paso a la metodología que se va a implementar y hasta que alcance tendrá el proyecto, en el cual se realizará una comparación de con diferentes criterios de estabilidad.

En el capítulo 2 se describe el sistema de conversión de dos etapas. Se realiza el diseño de cada etapa de potencia de forma independiente. Además, se realiza el modelo matemático de cada sistema. Por último, se realiza el sistema de control de cada sistema de manera independiente y se muestra que cada sistema es estable.

En el Capítulo 3 se muestran las metodologías para el análisis de estabilidad del sistema en estudio. Se introducen dos metodologías, la primera la teoría clásica de estabilidad para sistemas en cascada mediante el criterio de Middlebrook, y la segunda es la metodología basada en la suma de impedancias.

En el Capítulo 4 presenta los resultados numéricos y de simulación para verificar el análisis teórico.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS.....	ii
AGRADECIMIENTOS.....	ii
DEDICATORIA.....	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN.....	iv
DECLARACIÓN EXPRESA.....	v
RESUMEN.....	vi
ABREVIATURAS.....	7
CAPÍTULO 1.....	8
1. PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA.....	8
1.1 Identificación del problema.	8
1.2 Justificación.	8
1.3 Solución propuesta.	9
1.4 Objetivos.	10
2.1.1 Objetivo general.	10
2.1.2 Objetivos específicos.	10
1.5 Metodología	10
1.6 Alcance	11
CAPÍTULO 2.....	12
2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA.....	12
2.1 Diseño y control del convertidor Boost.	13
2.1.1 Diseño de parámetros para modo de conducción continua.	14
Tabla 2.1: Requerimientos de diseño para la etapa de potencia del convertidor boost.	16
Tabla 2.2: Parámetros L_1 y C_1 del convertidor boost.	17
2.1.2 Modelo dinámico del convertidor boost.	18
2.1.3 Diseño del controlador.	20

Tabla 2.3: Parámetros del controlador $C_1(s)$	21
2.2 Diseño y control del inversor monofásico.	22
3.2.1 Diseño y control del inversor monofásico.	23
Tabla 2.4: Requerimientos de operación para Inversor monofásico con filtro LC.....	28
Tabla 2.5: Parámetros inversor monofásico con filtro LC.....	29
3.2.2 Modelo dinámico del inversor monofásico.	29
3.2.3 Diseño del controlador.	34
Tabla 2.6: Parámetros del controlador $C_2(s)$	37
2.3 Sistema de conversión de potencia de dos etapas CC-CC-CA.	38
CAPÍTULO 3	39
3. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA.....	39
3.1 Introducción.	39
3.2 Impedancia de salida del Conversor Boost.	39
3.3 Impedancia de entrada del inversor monofásico.	42
3.4 Criterio Basado en Impedancias.	47
3.5 Criterio Basado en suma de impedancias.	49
CAPÍTULO 4	52
4. SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	52
4.1 Descripción de los experimentos.	52
4.2 Análisis del caso inestable.	53
4.3.1 Criterio basado en Impedancias.	53
4.3.2 Criterio basado suma de Impedancias.	55
4.3.3 Simulación del sistema en cascada para el caso inestable. 56	
4.3 Análisis del caso estable.	57
4.3.1 Criterio basado en Impedancias.	57
4.3.2 Criterio basado suma de Impedancias.	59
4.3.3 Simulación del sistema en cascada para el caso inestable. 60	

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	62
BIBLIOGRAFÍA	63

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2. 1 Estructura de un sistema de conversión de dos etapas.....	12
Figura 2. 2 Topología del circuito del sistema de conversión de dos etapas CC-CC-CA.....	12
Figura 2. 3 Estructura básica del convertidor boost.	14
Figura 2. 4 Respuesta en lazo abierto de la salida de voltaje del convertidor boost.	18
Figura 2. 5 Estados de la etapa de potencia del Convertidor Boost.	19
Figura 2. 6 Respuesta en lazo cerrado de la salida de voltaje del convertidor boost.	22
Figura 2. 7 Estructura de un inversor monofásico con filtro LC.....	24
Figura 2. 8 Detalle de la modulación de tres niveles aplicada al inversor de voltaje monofásico.	26
Figura 2. 9 Circuito equivalente del inversor para el modelo matemático.	30
Figura 2. 10 Voltaje V_{ab} durante el semiciclo positivo de voltaje.	30
Figura 2. 11 Diagrama de Bode en dB del módulo de la planta simplificada para el inversor monofásico de voltaje.....	36
Figura 2. 12 Diagrama de Bode en dB del controlador PID del lazo de voltaje.	36
Figura 2. 13 Respuesta en lazo cerrado de la salida de voltaje del inversor monofásico.....	37
Figura 3. 1 Convertidor boost en modo control de voltaje.	40
Figura 3. 2 Convertidor boost en modo control de voltaje.....	43
Figura 3. 3 Sistema en cascada con una fuente controlado por voltaje.....	47
Figura 3. 4 Sistema en cascada con una fuente controlado por voltaje.....	48
Figura 3. 5 Modelado de un convertidor de potencia: (a) como una caja negra; (b) en su modelo equivalente de Thevenin; (c) en su modelo equivalente de Norton.	50
Figura 3. 6 Modelo genérico para un sistema en cascada.....	50
Figura 4. 1 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso inestable.	53
Figura 4. 2 Mapa de polos-ceros de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso inestable.	54
Figura 4. 3 Diagrama de bode de Z_{oS} y Z_{iL} para el caso inestable.....	55

Figura 4. 4 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia $Z_{oS} + Z_{iL}$ para el caso inestable.....	55
Figura 4. 5 Salida del convertidor Boost para el caso inestable.....	56
Figura 4. 6 Salida del inversor monofásico para el caso inestable.	57
Figura 4. 7 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso estable.....	58
Figura 4. 8 Mapa de polos-ceros de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso estable.....	58
Figura 4. 9 Diagrama de bode de Z_{oS} y Z_{iL} para el caso estable.....	59
Figura 4. 10 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia $Z_{oS} + Z_{iL}$ para el caso inestable.....	60
Figura 4. 11 Salida del convertidor Boost para el caso estable.	61
Figura 4. 12 Salida del inversor monofásico para el caso estable.	61

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2. 1: Requerimientos de diseño para la etapa de potencia del convertidor boost.	16
Tabla 2. 2 Parámetros L_1 y C_1 del convertidor boost.	17
Tabla 2. 3 Parámetros del controlador $C_1(s)$	21
Tabla 2. 4 Requerimientos de operación para Inversor monofásico con filtro LC.	28
Tabla 2. 5 Parámetros inversor monofásico con filtro LC.	29
Tabla 2. 6 Parámetros del controlador $C_2(s)$	37

ABREVIATURAS

MCC	Modo de conducción continua
CC	Corriente continua
PID	Proporcional Integrativo Diferencial
PI	Proporcional Integrativo
CA	Corriente alterna
ISE	Integral of the Square Error (“Error Cuadrático Medio”)
Vi	Voltage Input (“Voltaje de entrada”)
Vo	Voltage Output (“Voltaje de Salida”)
PWM	Pulse width modulation (“Modulación de ancho de pulso”)

CAPÍTULO 1

1. PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA.

1.1 Identificación del problema.

Los sistemas de conversión de múltiples etapas los cuales se componen de convertidores electrónicos de potencia en cascada se están volviendo ampliamente utilizados en sistemas de energía renovables, vehículos eléctricos, estaciones espaciales, sistemas de almacenamiento de energía debido a su simplicidad en estructura, alta eficiencia energética, bajo costo y alta confiabilidad. Estos sistemas son conocidos como sistemas electrónicos de potencia en cascada los cuales constan de múltiples convertidores de potencia conectados en serie, donde el número de convertidores define el número subsistemas (etapas de conversión) [1-3].

Los sistemas electrónicos de potencia en cascada, como el sistema de conversión de potencia de dos etapas, son una característica común de casi todos los sistemas de potencia dominados por convertidores que garantizan el nivel de voltaje deseada para la carga. Sin embargo, estos sistemas pueden volverse inestable debido a la interacción entre subsistemas, aunque cada subsistema sea estable individualmente [4].

1.2 Justificación.

La estabilidad de los sistemas electrónicos de potencia ha sido ampliamente estudiada en los últimos años, debido a que se ha convertido en una preocupación seria garantizar el funcionamiento seguro de estos sistemas [4].

Los convertidores electrónicos de potencia en cascada tienen una configuración básica que consiste en dos o más convertidores en conexión en serie, donde el primero es un convertidor fuente que mantiene un voltaje CC regulado del bus intermedio, mientras que el resto son convertidores de carga que transforman el voltaje del bus CC a salidas reguladas para la siguiente etapa del sistema o carga [4].

El tema más importante involucrado en estos sistemas en cascada es la estabilidad y las interacciones entre los subsistemas individuales. Los problemas de estabilidad se deben principalmente a: (i) Capacidad insuficiente de suministro de energía de la convertidor fuente al bus voltaje CC, (ii) desajuste de la interfaz del convertidor de carga con su convertidor fuente, (iii) interacciones reflejadas de los convertidores de carga, etc [5].

1.3 Solución propuesta.

Para evitar todos estos problemas, el análisis de estabilidad y rendimiento transitorio basado en la impedancia es muy efectivo, el cual solo investiga la estabilidad alrededor del punto de equilibrio y es adecuado para el análisis de estabilidad de pequeñas señales. El criterio de estabilidad basado en impedancia fue primero propuesto por Middlebrook en 1976 [6].

Un sistema en cascada que opera en modo de control de voltaje, es decir, un convertidor fuente y un convertidor de carga con sus salidas reguladas, es estable si: 1) La relación entre la impedancia de salida del convertidor fuente (Z_{oS}) y la impedancia de entrada del convertidor de carga (Z_{iL}) satisface el criterio de estabilidad de Nyquist y 2) ambos convertidor son estables individualmente, lo que significa que Z_{oS} y Z_{iL} deberían ser estables también. Por lo tanto, la topología exacta del circuito, la estrategia de control y todos los parámetros internos deben especificarse para el cálculo de las impedancias [6]. Además, si la estrategia de control del sistema de conversión de potencia es fija, la relación de impedancia de entrada y salida no cambiará incluso en aplicaciones bidireccionales. Por lo tanto, la impedancia de los convertidores electrónicos de potencia se convierte en una herramienta útil para determinar la estabilidad de los convertidores electrónicos de potencia en cascada [5].

Posteriormente, se han desarrollado varios criterios de impedancia que evalúan de forma más precisa y práctica la estabilidad. Uno de estos criterios es el criterio de estabilidad de suma de impedancias el cuál fue propuesto para sistemas con dos convertidores que son individualmente estables. Tal sistema es estable si y

solo si la suma de las impedancias individuales (Z_{oS} y Z_{iL}) no rodea el origen en el sentido de las agujas del reloj o, de manera equivalente, la suma de impedancias no tiene ceros en el semiplano derecho [7], [8].

El este contexto, la presente tesis propone el análisis de estabilidad de un sistema de conversión de potencia de dos etapas CC-CC-CA usando los criterios de impedancia antes mencionados, es decir, el criterio de estabilidad basado en impedancia y el criterio de estabilidad de suma de impedancias. El sistema en análisis es un sistema en cascada donde, la primera etapa CC-CC será regulada por un convertidor elevador (Boost Converter) y la segunda etapa CC-CA será controlada por un inversor monofásico. De este modo, el convertidor elevador es el convertidor fuente y el inversor monofásico es el convertidor de carga.

1.4 Objetivos.

2.1.1 Objetivo general.

Analizar la estabilidad de un Sistema convertidor en cascada de dos etapas CC-CC-CA aplicando criterios de estabilidad basados en impedancias a las entrada y salida de las etapas.

2.1.2 Objetivos específicos.

- Diseñar el sistema de conversión de dos etapas CC-CC-CA.
- Calcular las impedancias en lazo cerrado del sistema basado en el modelo de pequeñas señales de cada convertidor.
- Analizar la estabilidad del sistema mediante uso del criterio de impedancias y suma de impedancias.
- Verificar la estabilidad del sistema mediante simulación usando Matlab/Simulink.

1.5 Metodología

El análisis de estabilidad del sistema será realizado mediante el criterio de impedancia de Middlebrook y el criterio de suma de impedancias. Mediante estos criterios, se puede asegurar si un sistema en cascada es estable o no. Los cálculos teóricos serán validados mediante simulación.

1.6 Alcance

En la literatura se pueden encontrar técnicas avanzadas de control para solucionar esta problemática, pero conlleva a una implementación compleja y costosa dependiendo de la técnica de control. El uso análisis de estabilidad por impedancias, permite verificar si el sistema de múltiples etapas de conversión es estable, y en caso de no serlo, se puede hacerlo estable recalculando las ganancias de los controladores o modificando los parámetros internos de los convertidores electrónicos de potencia, y así lograr un funcionamiento seguro.

CAPÍTULO 2

2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA.

La Figura 2.1 muestra la estructura del sistema de conversión de dos etapas a estudiar en el presente trabajo.

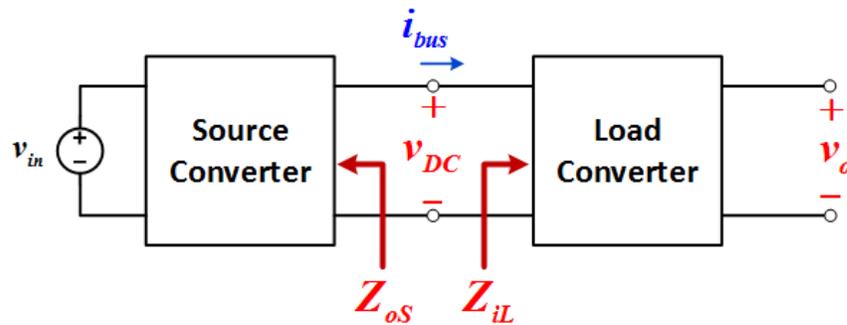


Figura 2. 1 Estructura de un sistema de conversión de dos etapas.

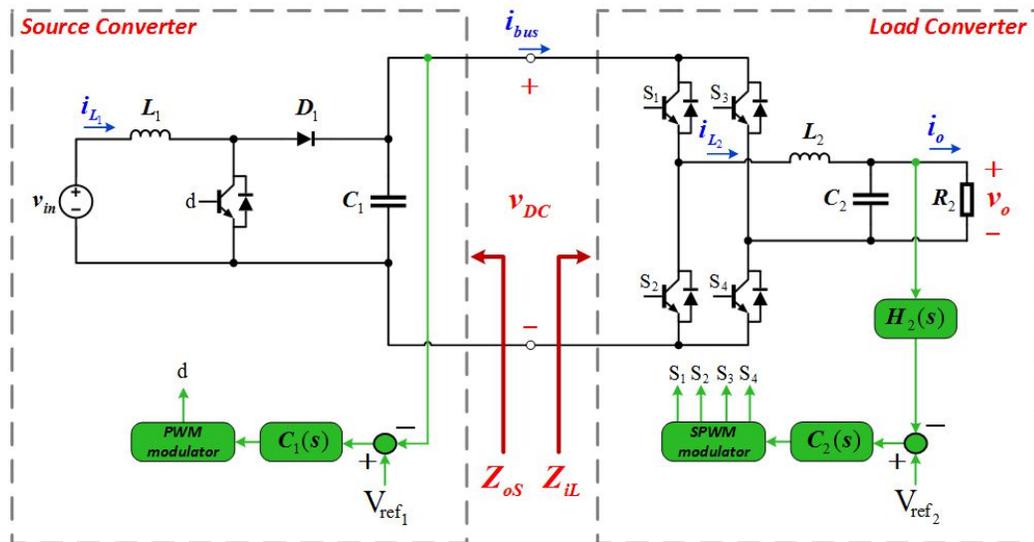


Figura 2. 2 Topología del circuito del sistema de conversión de dos etapas CC-CC-CA

El sistema en cascada consta de un conversor elevador CC-CC (Boost converter) como primera etapa de conversión (source converter), el cual regula el voltaje del bus CC, y un inversor monofásico CC-CA (Single-phase inverter) como segunda etapa de conversión (Load converter). Z_{oS} y Z_{iL} representan la impedancia de salida en lazo cerrado del boost converter (Source converter) y la impedancia de entrada en lazo cerrado del single-phase inverter (Load converter), respectivamente. Note que se considera que el sistema se encuentra regulado, es decir, cada etapa se encuentra controlada (lazo cerrado), tal como se muestra en la Figura 2.2. El boost converter es controlado mediante modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation, PWM), donde el controlador PID ($C_1(s)$) varía el ciclo de trabajo para mantener el voltaje de bus CC (v_{DC}) regulado [9]. Mientras que el single-phase inverter es controlado por modulación por ancho de pulso sinusoidal (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), donde el controlador PID ($C_2(s)$) mantiene la salida (v_o) regulada [10].

2.1 Diseño y control del convertidor Boost.

En el convertidor CC-CC elevador de voltaje, también conocido en la literatura como convertidor Boost, el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada, o sea, el mínimo voltaje medio de salida es, teóricamente, igual al voltaje de alimentación [9].

La estructura básica del convertidor boost es presentada en la Figura 2.3. Para su operación se necesitan de al menos dos semiconductores S_1 y D_1 (transistor y diodo) y al menos un elemento que almacene energía L_1 o C_1 (inductor o capacitor) o la combinación de ambos.

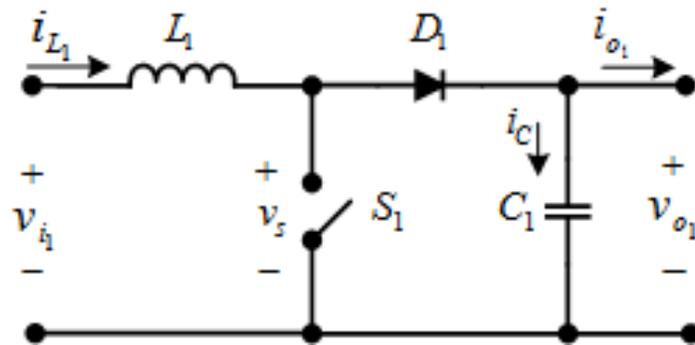


Figura 2. 3 Estructura básica del convertidor boost.

Según la variación de la corriente del inductor, el convertidor boost puede presentar tres modos de conducción diferentes: conducción continua, discontinua y crítica [9]. En el presente trabajo, se considera que el convertidor boost opera en modo de conducción continua (MCC).

2.1.1 Diseño de parámetros para modo de conducción continua.

En el convertidor boost la corriente en el diodo (D_1) es siempre discontinua. Sin embargo, la corriente en la fuente de entrada (v_{i_1}) del convertidor boost puede ser continua o discontinua. El grado de continuidad de la corriente de entrada depende del nivel de energía almacenado en la inductancia de entrada (L_1) durante el tiempo de conducción del interruptor (S_1). Para efectos de análisis será inicialmente considerada constante tanto el voltaje de entrada (V_{i_1}) como el de salida (V_{o_1}), que representan el voltaje medio en la entrada y salida del convertidor, respectivamente [9].

La Ecuación 2.1 representa la relación entre el voltaje de entrada y salida [9]. Se puede verificar a partir de la Ecuación (2.1) que el voltaje de salida no depende de la corriente de salida. Esto significa que este convertidor tiene una buena regulación contra variaciones de la corriente de salida.

$$\frac{V_{o_1}}{V_{i_1}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.1)$$

Donde D es el ciclo de trabajo que varía de cero hasta uno. La Ecuación (2.1) representa la característica ideal de transferencia del convertidor boost.

Para que el convertidor boost opere en MCC, se deben calcular los valores mínimos de L_1 y C_1 .

Por definición el valor mínimo de la inductancia es cuando ocurre el modo de conducción crítica, es decir, la corriente del inductor L_1 se anula exactamente en el final del periodo de operación del convertidor [9]. Por lo tanto, la inductancia crítica (mínima) está dada por la siguiente ecuación [9].

$$L_{\min} = \frac{V_{i_1} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{L_1}} \quad (2.2)$$

Donde, f_s representa la frecuencia de conmutación del interruptor, y ΔI_{L_1} es la ondulación de corriente en el inductor de entrada L_1 .

Por otro lado, en función de la ondulación del voltaje salida (V_{o_1}) se define el filtro de salida. De este modo, a partir de la Ecuación (2.3), definiendo previamente ΔV_{o_1} , es posible de determinar el capacitor de salida C_1 [9].

$$C_{\min} = \frac{I_{o_1}}{f_s \cdot \Delta V_{o_1}} \cdot \frac{(V_{o_1} - V_{i_1})}{V_{o_1}} \quad (2.3)$$

Donde ΔV_{o_1} representa la ondulación del voltaje salida (V_{o_1}), y I_{o_1} es la corriente de salida del convertidor boost.

De esta forma se determinan los valores de los parámetros, inductor y capacitor, del convertidor boost.

Los requerimientos de diseño para que el convertidor boost opere en MCC se muestran en la Tabla 2.1.

Parámetro	Símbolo	Valor nominal
Potencia	P_1	1 kW
Voltaje de Entrada	V_{i_1}	120 V
Voltaje de Salida	V_{o_1}	380 V
Frecuencia de conmutación	f_s	50 kHz

Tabla 2. 1: Requerimientos de diseño para la etapa de potencia del convertidor boost.

Asumiendo que el convertidor boost no tiene pérdidas, entonces la potencia de salida (P_{o_1}) es igual a la potencia de entrada (P_1). De esta manera, la corriente de salida (I_{o_1}) puede ser calculada de acuerdo a la Ecuación (2.4).

$$I_{o_1} = \frac{P_{o_1}}{V_{o_1}} = 2.6316 \text{ A} \quad (2.4)$$

A partir de la Ecuación (2.1), se calcula el ciclo de trabajo (D) en estado estable.

$$D = 1 - \left(\frac{V_{i_1}}{V_{o_1}} \right) = 0.6842 \quad (2.5)$$

Definiendo la ondulación de voltaje (2.7) y corriente (2.6), deseada en el diseño del convertidor, se obtienen los valores mínimos de inductancia (2.8) y capacitancia (2.9) para que el convertidor boost opere en MCC, usando las Ecuaciones (2.2) y (2.3).

$$\Delta I_{L_1} (\%) = 10\% \rightarrow \Delta I_{L_1} = (0.1) I_{o_1} = 0.2632 \text{ A} \quad (2.6)$$

$$\Delta V_{o_1} (\%) = 5\% \rightarrow \Delta V_{o_1} = (0.05) V_{o_1} = 19 \text{ V} \quad (2.7)$$

$$L_{\min} = \frac{V_{i_1} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{L_1}} = 6.2 \text{ mH} \quad (2.8)$$

$$C_{\min} = \frac{I_{o_1}}{f_s \cdot \Delta V_{o_1}} \cdot \frac{(V_{o_1} - V_{i_1})}{V_{o_1}} = 1.8953 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.9)$$

La Tabla 2.2 muestra los valores de inductancia y capacitancia escogidos de acuerdo a las Ecuaciones (2.8) y (2.9) para que el convertidor boost opere en MCC.

Parámetro	Símbolo	Valor
Inductor	L_1	10 mH
Capacitor	C_1	47 μF

Tabla 2. 2 Parámetros L_1 y C_1 del convertidor boost.

La Figura 2.4 muestra la respuesta en lazo abierto de la salida de voltaje del convertidor boost con los parámetros definidos en las Tablas 2.1 y 2.2.

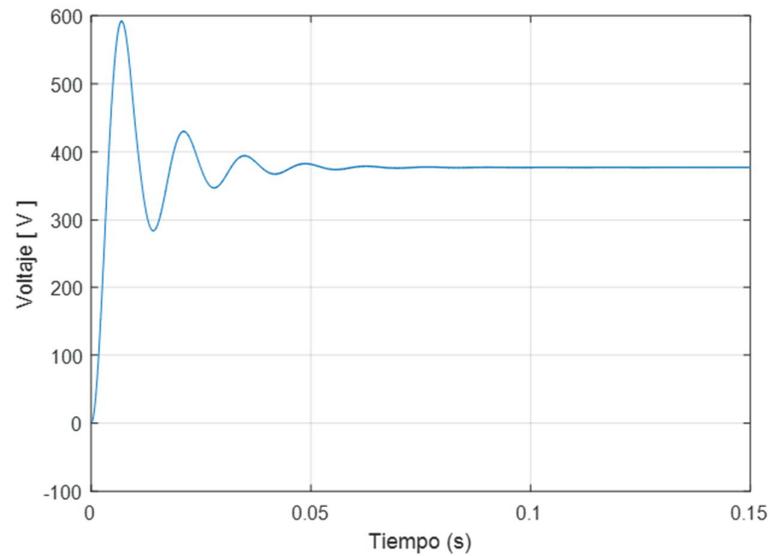


Figura 2. 4 Respuesta en lazo abierto de la salida de voltaje del convertidor boost.

2.1.2 Modelo dinámico del convertidor boost.

El convertidor boost operando en MCC tiene dos estados en la etapa de potencia dependiendo del estado del dispositivo de conmutación (S_1) [11], tal como se muestra en la Figura 2.5.

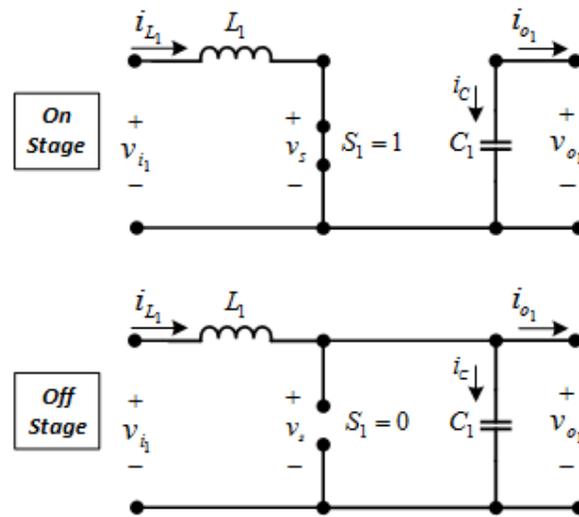


Figura 2. 5 Estados de la etapa de potencia del Convertidor Boost.

El comportamiento dinámico para ambas etapas, On y Off, se define mediante las Ecuaciones (2.10) and (2.11), respectivamente.

$$On \Rightarrow \begin{cases} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{i_1} \\ C_1 \frac{dv_{o_1}}{dt} = -i_{o_1} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$Off \Rightarrow \begin{cases} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{i_1} - v_{o_1} \\ C_1 \frac{dv_{o_1}}{dt} = i_{L_1} - i_{o_1} \end{cases} \quad (2.11)$$

Aplicando el método de modelado medio en espacios de estados [11] a las Ecuaciones (2.10) y (2.11), se puede obtener el modelo promedio del convertidor boost operando en MCC. La Ecuación (2.12) presenta el modelo medio no lineal en variables de estado del convertidor boost operando en MCC.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{c_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d(t))}{L_1} \\ \frac{(1-d(t))}{C_1} & -\frac{1}{C_1 \cdot R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{c_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} v_{i_1}(t) \quad (2.12)$$

$$v_{o_1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{c_1} \end{bmatrix}$$

Note que R_1 es la resistencia nominal para transferir la máxima potencia nominal para la cual fue diseñado el convertidor boost y puede ser calculada de la siguiente manera:

$$R_1 = \frac{V_{o_1}}{I_{o_1}} \quad (2.13)$$

La función de transferencia del control de voltaje en la salida del convertidor, es calculada por la Ecuación (2.14) linealizando primero el modelo descrito en la Ecuación (2.12) [11].

$$G_1(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1} B + D \quad (2.14)$$

$$G_1(s) = \frac{D' V_{o_1} \left(1 - \frac{sL_1}{D'^2 \cdot R_1} \right)}{L_1 C_1 s^2 + \frac{L_1}{R_1} s + D'^2}$$

Donde, $D' = 1 - D$.

2.1.3 Diseño del controlador.

El modelo promedio de pequeñas señales del convertidor boost (ver Ecuación (2.14)) tiene un cero en el semiplano derecho del plano Z, por lo tanto, el sistema se convierte en un sistema de fase no mínima, es decir,

el sistema tiene una dinámica cero inestable. Por lo tanto, el controlador PID se adopta para corregir el sistema en lazo abierto, asegurando la estabilidad del sistema en lazo cerrado. Debido al cero en el semiplano derecho en el modelo promedio de pequeñas señales, el ancho de banda de control del convertidor boost es limitado.

$$C_1(s) = K_{p_1} + \frac{K_{i_1}}{s} + s^2 K_{d_1} \quad (2.15)$$

Para sintonizar las ganancias del controlador $C_1(s)$ se adopta la técnica de control clásico de localización de polos [12] usando el modelo promedio de pequeñas señales del convertidor boost (ver Ecuación 2.14).

La Tabla 2.3 muestra las ganancias del controlador $C_1(s)$ para tener el siguiente desempeño en lazo cerrado: Tiempo de estabilización menor o igual a 100 ms y un sobre nivel porcentual menor al 5%.

Parámetro	Símbolo	Valor
Ganancia proporcional	K_{p_1}	2.28×10^{-5}
Ganancia integral	K_{i_1}	0.03295
Ganancia derivativa	K_{d_1}	1.55×10^{-7}

Tabla 2. 3 Parámetros del controlador $C_1(s)$.

La Figura 2.6 muestra la respuesta en lazo salida de la salida de voltaje del convertidor boost con los parámetros definidos en las Tablas 2.1, 2.2 y 2.3. En $t = 0.4$ s, se realiza una variación en la carga del convertidor del 50%, el controlador consigue compensar esta variación manteniendo regulada la salida con el desempeño dinámico previamente establecido. Luego, en $t = 0.6$ s, se realiza una variación en el voltaje de referencia, el

controlador logra seguir la referencia manteniendo el desempeño dinámico para el cual fue diseñado. Con estos cambios en las condiciones de operación del convertidor, se prueba que el controlador mantiene al sistema estable, dentro de las condiciones de operación que el sistema requiere.

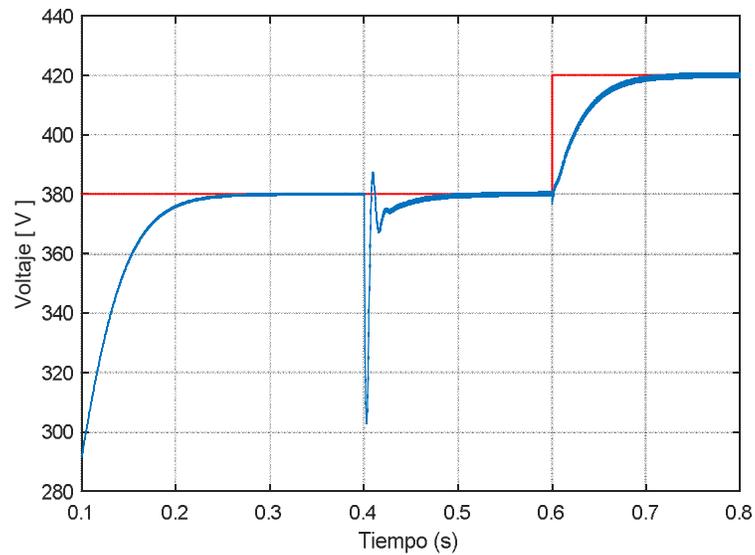


Figura 2. 6 Respuesta en lazo cerrado de la salida de voltaje del convertidor boost.

2.2 Diseño y control del inversor monofásico.

Los inversores de voltaje monofásicos (single-phase inverters) han sido objeto de investigación a lo largo de los años y disponen de amplia información en la literatura.

Esta sección se enfoca en el diseño de inversores con una estructura de puente completa (Full bridge) por ser la más utilizada y adecuada para potencias elevadas y poseer características interesantes en relación a los esfuerzos de corriente y voltaje, entre otros factores [10], [13]. La modulación adoptada es SPWM de tres niveles por ser la más adecuada y difundida comercialmente en inversores monofásicos [10].

Un breve resumen de las etapas de operación y modulación se abordan en la subsección 2.2.1, presentando las formas de ondas más significativas para comprender la estructura abordada. Además, el inversor debe proporcionar un voltaje sinusoidal en su salida. Sin embargo, la operación de los interruptores en alta frecuencia produce armónicos indeseables en la salida del inversor. Por lo tanto, usualmente se emplea un filtro de tipo LC en la salida de la etapa inversora para que el contenido de armónico sea filtrado y solamente en la porción que se refiere a la frecuencia fundamental esté disponible en la salida [10]. El dimensionamiento del filtro en la salida del inversor es abordado en la misma subsección 2.2.1.

El modelo dinámico y la estrategia de control son presentados en las subsecciones 2.2.2 y 2.2.3, respectivamente. Con el modelo obtenido es posible estudiar las formas de controlar el lazo de voltaje con baja distorsión armónica en la salida del inversor.

3.2.1 Diseño y control del inversor monofásico.

La Figura 2.7 presenta de un inversor monofásico de puente completo de voltaje alimentando una carga resistiva. Note que la carga resistiva es acoplada a un filtro pasivo [10].

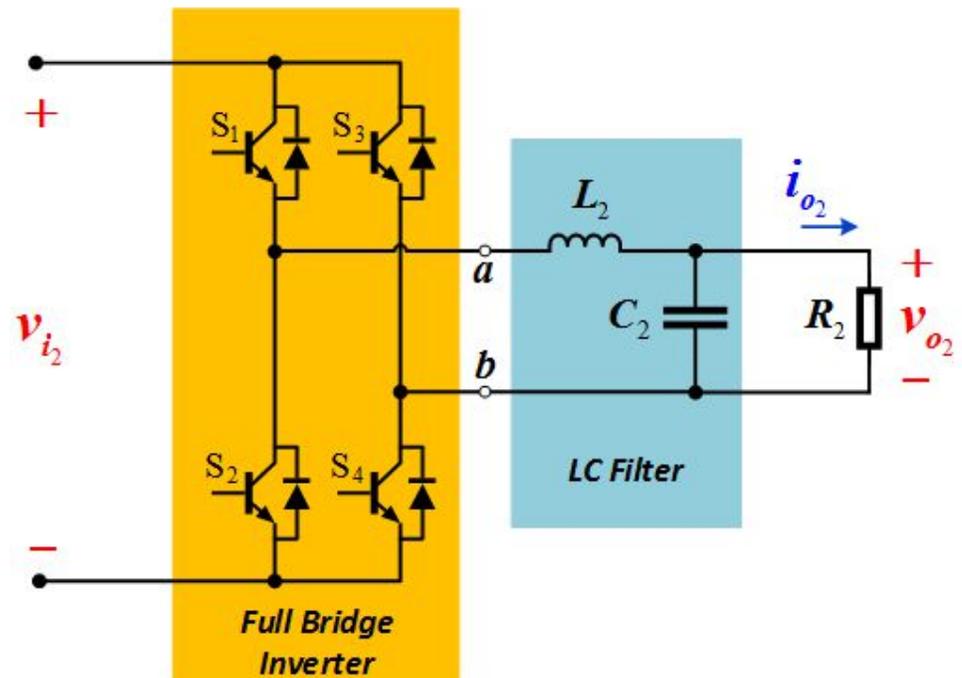


Figura 2. 7 Estructura de un inversor monofásico con filtro LC.

La modulación empleada en este trabajo es sinusoidal de tres niveles o también conocida como SPWM unipolar [10]. La diferencia entre la modulación sinusoidal de dos niveles (bipolar) con la de tres niveles (unipolar) reside en el hecho de que el voltaje aplicado en los terminales a-b del inversor (ver Figura 2.7) presenta dos valores de voltaje v_{i_2} positivo o negativo, en cuanto que la modulación de tres niveles el voltaje puede ser positivo, cero o negativo [10].

Es importante presentar algunas relaciones matemáticas importantes cuando se trata de modulación del tipo sinusoidal. En la Ecuación (2.16) la variable M se refiere a la relación entre el voltaje de la moduladora, en el caso de onda sinusoidal, y el voltaje de la moduladora triangular. Esta relación es importante, porque a partir de esta es que los pulsos que controlan los interruptores del conversor son obtenidos.

$$M = \frac{V_{ref_{pk}}}{V_{tri_{pk}}} \quad (2.16)$$

Las Ecuaciones (2.17) y (2.18) son las relaciones entre periodos y frecuencias de la moduladora, respectivamente, donde f_p es la frecuencia de la moduladora, y f_{s_2} la frecuencia de la portadora.

$$N = \frac{T_{s_2}}{T_r} \quad (2.17)$$

$$m_f = \frac{f_r}{2 \cdot f_{s_2}} \quad (2.18)$$

Relacionando (2.17) y (2.18), se llega a la Ecuación (2.19).

$$N = \frac{m_f}{2} \quad (2.19)$$

La Figura 2.8 presenta la modulación sinusoidal de tres niveles, cuya moduladora es una onda sinusoidal y la portadora es una onda triangular. Este tipo de modulación es obtenido a partir de la intersección de dos ondas triangulares, llamadas portadoras, con una onda sinusoidal con una frecuencia que depende de la frecuencia de salida deseada, esta onda sinusoidal es conocida como moduladora. Los voltajes V_{an} y V_{bn} son los pulsos obtenidos para los dispositivos de conmutación S_1 , S_2 , S_3 y S_4 . La diferencia de los voltajes genera el voltaje V_{ab} donde la modulación de 3 niveles es comprobada [10].

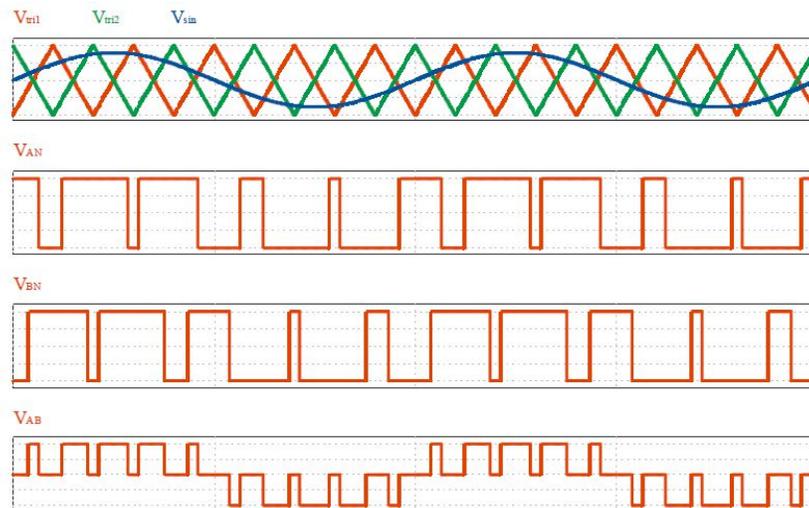


Figura 2. 8 Detalle de la modulación de tres niveles aplicada al inversor de voltaje monofásico.

Es importante mencionar que la modulación SPWM unipolar es implementada para el inversor de puente completo, de esta forma, la Figura 2.8 presenta los pulsos generados de la intersección de la moduladora con la portadora. Para general el control de los interruptores es necesario que las dos ondas triangulares estén desfasadas 180 grados una onda con la otra [10]. En el trabajo de Ivo Barbi [10] se puede ver más a detalle el modo de operación de los dispositivos de conmutación dependiendo del valor del voltaje en los terminales a-b.

Una de las desventajas de usar la modulación SPWM unipolar es que genera más armónicos en el voltaje de salida por lo que el diseño de un filtro es necesario.

Con lo mencionado anteriormente, el diseño del filtro LC de salida (ver Figura 2.7) debe tomar en cuenta que la frecuencia del voltaje de salida es el doble que la frecuencia de conmutación de los interruptores [10]. Además de la máxima ondulación de corriente para el inductor y la máxima ondulación de voltaje para el capacitor, parámetros que son definidos por el diseñador.

De acuerdo al trabajo de Ivo Barbi [10], el valor de la inductancia L_2 y capacitancia C_2 del filtro puede ser calculada de acuerdo con las Ecuaciones (2.20) y (2.21), respectivamente. Donde $V_{o_{pk}}$ es el valor pico del voltaje de salida del inversor.

$$L_2 = \begin{cases} \frac{V_{i_2}}{8 \cdot f_{s_2} \cdot \Delta i_{L_2}} & ; V_{o_{pk}} \leq \frac{V_{i_2}}{2} \\ \frac{V_{o_{pk}}}{2 \cdot f_{s_2} \cdot \Delta i_{L_2}} \cdot \left(1 - \frac{V_{o_{pk}}}{V_{i_2}}\right) & ; V_{o_{pk}} > \frac{V_{i_2}}{2} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$C_2 = \begin{cases} \frac{1}{128} \cdot \frac{V_{i_2}}{f_{s_2}^2 \cdot L_2 \cdot \Delta v_{c_2}} & ; V_{o_{pk}} \leq \frac{V_{i_2}}{2} \\ \frac{1}{16} \cdot \frac{V_{o_{pk}}}{f_{s_2}^2 \cdot L_2 \cdot \Delta v_{c_2}} \cdot \left(1 - \frac{V_{o_{pk}}}{V_{i_2}}\right) & ; V_{o_{pk}} > \frac{V_{i_2}}{2} \end{cases} \quad (2.21)$$

De esta forma se determinan los valores de los parámetros, inductor y capacitor, del filtro del inversor monofásico.

Los requerimientos de operación del inversor monofásico con filtro LC se muestran en la Tabla 2.4.

Parámetro	Símbolo	Valor nominal
Potencia	P_2	1 kW
Voltaje de Entrada	V_{i_2}	380 V
Voltaje pico de Salida	$V_{o_{pk}}$	311 V
Frecuencia del voltaje de Salida	f_s^*	60 Hz
Frecuencia de conmutación	f_{s_2}	20 kHz

Tabla 2. 4 Requerimientos de operación para Inversor monofásico con filtro LC.

Asumiendo que el inversor no tiene pérdidas, entonces la potencia de salida (P_{o_2}) es igual a la potencia de entrada (P_2). De esta manera, la corriente de salida (I_{o_2}) puede ser calculada de acuerdo a la Ecuación (2.22).

$$I_{o_2} = \frac{P_{o_2}}{V_{o_{rms}}} = \frac{P_{o_2}}{\left(\frac{V_{o_{pk}}}{\sqrt{2}} \right)} = 4.5455 \text{ A} \quad (2.22)$$

Definiendo la ondulación de corriente (2.23) y voltaje (2.24), deseada en el diseño del inversor, se obtienen los valores de inductancia (2.25) y capacitancia (2.26) del filtro LC a la salida del inversor, usando las Ecuaciones (2.20) y (2.21), respectivamente.

$$\begin{aligned} \Delta I_{L_1} &= (0.15)I_{o_{2pk}} \\ \Delta i_{L_2} (\%) = 15\% &\rightarrow \Delta I_{L_1} = (0.15)(\sqrt{2} \cdot I_{o_2}) \\ \Delta I_{L_1} &= 0.9640 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\Delta v_{c_2} (\%) = 1\% \rightarrow \Delta v_{c_2} = (0.01)V_{o_{pk}} = 3.11 \text{ V} \quad (2.24)$$

$$L_2 = \frac{V_{i_2}}{8 \cdot f_{s_2} \cdot \Delta i_{L_2}} = 2.5 \text{ mH} \quad (2.25)$$

$$C_2 = \frac{1}{128} \cdot \frac{V_{i_2}}{f_{s_2}^2 \cdot L_2 \cdot \Delta v_{c_2}} = 0.96889 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.26)$$

La resistencia de carga del inversor monofásico se calcula de acuerdo a la Ecuación (2.27).

$$R_2 = \frac{V_{o_{rms}}}{I_{o_2}} = \frac{\left(\frac{V_{o_{pk}}}{\sqrt{2}} \right)}{I_{o_2}} = 48.399 \text{ } \Omega \quad (2.27)$$

La Tabla 2.5 muestra los valores de inductancia y capacitancia escogidos de acuerdo a las Ecuaciones (2.25) y (2.26) para que el filtro del inversor monofásico.

Parámetro	Símbolo	Valor
Inductor	L_2	2.5 mH
Capacitor	C_2	96 μF
Resistencia de Carga	R_2	48.399 Ω

Tabla 2. 5 Parámetros inversor monofásico con filtro LC.

3.2.2 Modelo dinámico del inversor monofásico.

Para el diseño de un inversor, el voltaje de salida es una variable especificada, cuya amplitud, frecuencia y tasa de distorsión armónica son parámetros que deben cumplirse. De este modo, se considera que el inversor de voltaje debe atender un voltaje de referencia, por lo tanto, es

fundamental que el sistema en lazo cerrado, en modo control de voltaje, cumpla las especificaciones más críticas para el sistema. Por lo tanto, es necesario determinar un modelo matemático entre el voltaje de salida y la señal de control.

La Figura 2.9 presenta el circuito equivalente para determinar la función de transferencia del inversor de voltaje, $f_m(t)$ donde es la función de modulación, r_f y r_{se} son las resistencias internas del inductor y capacitor, respectivamente, del filtro LC del inversor.

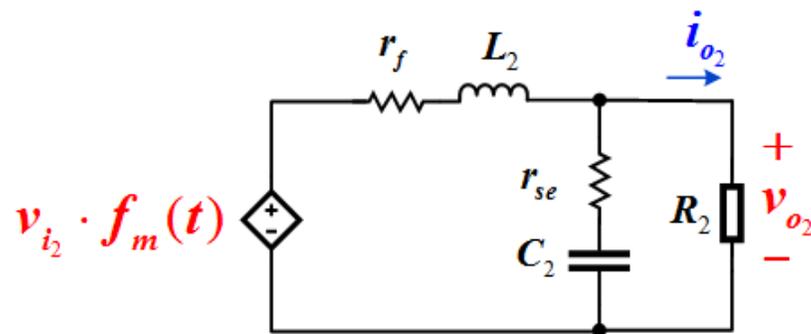


Figura 2. 9 Circuito equivalente del inversor para el modelo matemático.

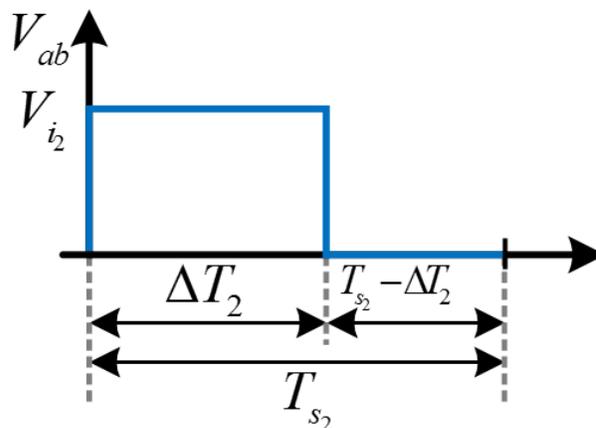


Figura 2. 10 Voltaje V_{ab} durante el semiciclo positivo de voltaje.

En la modulación SPWM de tres niveles, la forma de onda de voltaje en la entrada del filtro LC durante el semiciclo positivo de V_{ab} es mostrada en la Figura 2.10. De acuerdo con la figura el intervalo de tiempo ΔT_2 representa la conducción de S_1 y S_4 o S_2 y S_3 . Por lo tanto, no se pueden confundir estos intervalos con el ciclo de trabajo, incluso si están directamente vinculadas.

El voltaje promedio casi instantáneo de V_{ab} está dado por la Ecuación (2.28).

$$V_{ab_{average}} = \frac{\Delta T_2 \cdot V_{i_2}}{T_{s_2}} \quad (2.28)$$

Se define (2.29) como los ciclos de trabajo para las conducciones de los interruptores. Es importante que estos ciclos de trabajo sean calculados en función de dos periodos de conmutación debido a la modulación de tres niveles empleada.

$$d_1(t) = \frac{T_{s_2} + \Delta T_2}{2 \cdot T_{s_2}} \quad (2.29)$$

$$d_2(t) = \frac{T_{s_2} - \Delta T_2}{2 \cdot T_{s_2}}$$

Donde:

$$\Delta T_2 = T_{s_2} (1 - 2 \cdot d_2(t)) \quad (2.30)$$

Manipulando algebraicamente (2.29) y (2.30), se puede obtener (2.31).

$$V_{ab_{average}} = V_{i_2} (1 - 2 \cdot d_2(t)) \quad (2.31)$$

El ciclo de trabajo varía de acuerdo con la función de modulación definida en la Figura 2.7 como $f_m(t)$, lo que implica considerar la relación (2.32).

$$d_1(t) = \frac{1}{2}(1 + f_m(t))$$

$$d_2(t) = \frac{1}{2}(1 - f_m(t))$$
(2.32)

Donde:

$$f_m(t) = 1 - 2 \cdot d_2(t)$$
(2.33)

De este modo, reemplazando (2.33) en (2.31), se obtiene (2.34) y consecuentemente (2.35).

$$V_{ab_{average}} = V_{i_2} \cdot f_m(t)$$
(2.34)

$$\frac{V_{ab_{average}}(s)}{f_m(s)} = V_{i_2}$$
(2.35)

Aplicando ley de voltajes de Kirchhoff al circuito equivalente de la Figura (2.7), se obtiene (2.36).

$$f_m(t) \cdot V_{i_2} = v_{L_2}(t) + r_f \cdot i_{L_2}(t) + v_{o_2}(t)$$
(2.36)

Donde:

$$i_{L_2}(t) = i_{C_2}(t) + i_{R_2}(t)$$
(2.37)

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_{o_2}(t)}{dt}$$
(2.38)

$$i_{R_2}(t) = \frac{v_{o_2}(t)}{R_2}$$
(2.39)

Manipulando algebraicamente (2.36) - (2.39), se puede obtener (2.40).

$$f_m(t) \cdot V_{i_2} = L_2 \cdot C_2 \frac{d^2 v_{o_2}(t)}{dt^2} + \left(\frac{L_2}{R_2} + r_f \cdot C_2 \right) \cdot \frac{dv_{o_2}(t)}{dt} + \left(\frac{r_f}{R_2} + 1 \right) \cdot v_{o_2}(t) \quad (2.40)$$

Aplicando la transformada de Laplace en (2.40), se llega a la ecuación (2.41).

$$\frac{V_{o_2}(s)}{f_m(s)} = \frac{V_{i_2}}{\left[L_2 \cdot C_2 \cdot s^2 + \left(\frac{L_2}{R_2} + r_f \cdot C_2 \right) \cdot s + \left(\frac{r_f}{R_2} + 1 \right) \right]} \quad (2.41)$$

Considerando que el comportamiento de la función de modulación es la relación entre el voltaje de control y el voltaje de la portadora, de acuerdo a la Ecuación (2.42).

$$f_m(s) = \frac{V_{C_2}(s)}{V_{tri_{pk}}} \quad (2.42)$$

Entonces,

$$\frac{V_{o_2}(s)}{V_{C_2}(s)} = \frac{V_{i_2}}{V_{tri_{pk}}} \cdot \frac{1}{\left[L_2 \cdot C_2 \cdot s^2 + \left(\frac{L_2}{R_2} + r_f \cdot C_2 \right) \cdot s + \left(\frac{r_f}{R_2} + 1 \right) \right]} \quad (2.43)$$

Considerando que, para el inversor, el diseño del controlador debe atender la situación más crítica de operación, la cual existe cuando el mismo trabaja al vacío, ósea, la carga es considerada infinita, resultando en la siguiente función de transferencia definida en (2.44). Para simplificación de cálculos, las resistencias del inductor y capacitor son depreciadas. La Ecuación (2.45) define la frecuencia de resonancia, donde están localizados los dos polos de la planta (Inversor monofásico).

$$\frac{V_{o_2}(s)}{V_{C_2}(s)} = \frac{V_{i_2}}{V_{tri_{pk}}} \cdot \frac{1}{\left[L_2 \cdot C_2 \cdot s^2 + 1 \right]} \quad (2.44)$$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (2.45)$$

3.2.3 Diseño del controlador.

Basado en la función de transferencia definida en (2.44), se debe implementar un controlador con el fin de satisfacer las especificaciones de diseño, tales como, mantener la salida regulada independiente de cualquier variación en la carga o alguna perturbación externa.

La estructura de control propuesta es un PID con filtro (2.46). Este controlador adiciona al sistema dos ceros, un polo en el origen y un polo desplazado a altas frecuencias.

$$C_2(s) = K_v \frac{(s + z_1) \cdot (s + z_2)}{s \cdot (s + p_1)} \quad (2.46)$$

Los dos ceros del controlador son colocados sobre la frecuencia de resonancia del filtro con el fin de eliminar el efecto de doble polo de la planta (Ecuación (2.45)).

El otro polo es colocado por lo menos 40 veces la frecuencia de resonancia del filtro para que no influya en la dinámica ni en el margen de fase del sistema, además que evita la amplificación de señales de alta frecuencia [10].

La ganancia proporcional del controlador se ajusta con el objetivo de atender la especificación de frecuencia de corte. Esta frecuencia es ajustada como máximo en un cuarto de la frecuencia de conmutación y tiene conexión directa con la velocidad de respuesta del controlador.

Cuanto mayor sea la frecuencia de corte mejor será la dinámica del controlador. Cuando se utiliza modulación SPWM unipolar, en que la frecuencia de ondulación del voltaje de salida se encuentra alrededor de

dos veces la frecuencia de conmutación, entonces se puede ajustar a la frecuencia de corte siendo la mitad de la frecuencia de conmutación, siempre que las restricciones de la derivada en el modulador sean respetadas.

En la frecuencia de corte se desea que la ganancia en lazo cerrado sea cero dB. De este modo, la ganancia del controlador se determina para cumplir esta especificación.

$$Z_1 = Z_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (2.47)$$

$$p_1 \cong 40 \cdot Z_1 = \frac{40}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (2.48)$$

Definiendo la frecuencia de corte deseada, definida por la Ecuación (2.49),

$$f_c = \frac{f_s}{2} = 10 \text{ kHz} \quad (2.49)$$

Luego, mediante el diagrama de bode de la planta en lazo abierto, se puede obtener la información del valor que se debe compensar para obtener cero dB en la frecuencia de corte, este valor sería la ganancia del controlador.

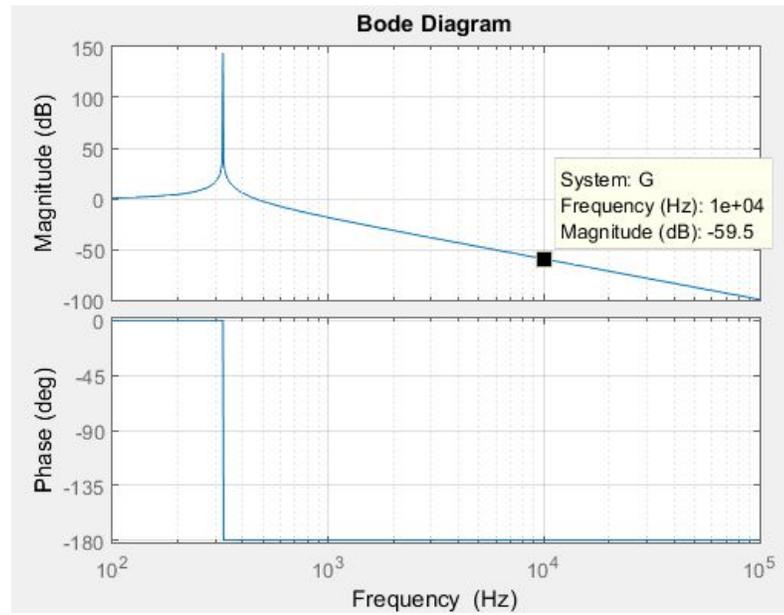


Figura 2. 11 Diagrama de Bode en dB del módulo de la planta simplificada para el inversor monofásico de voltaje.

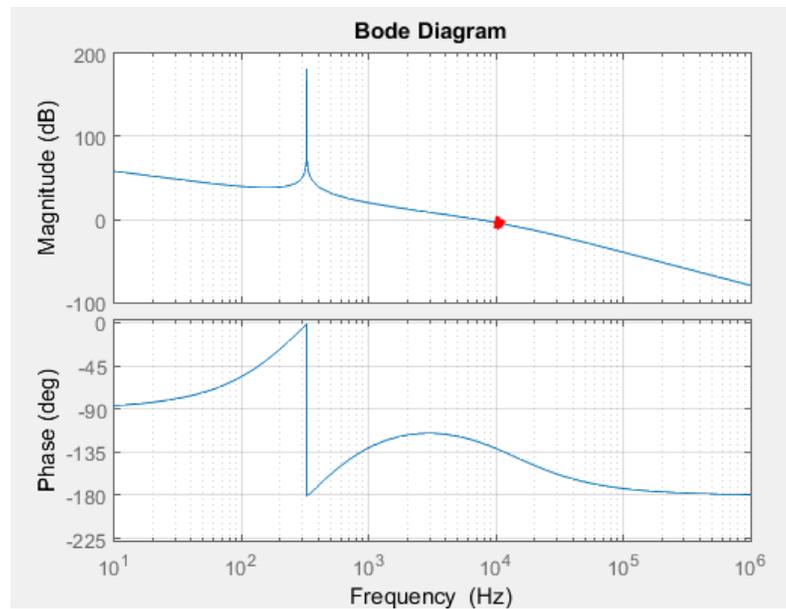


Figura 2. 12 Diagrama de Bode en dB del controlador PID del lazo de voltaje.

$$K_v = 60 \text{ dB}$$

$$K_v = 1000$$
(2.50)

La Tabla 2.6 muestra las ganancias del controlador $C_2(s)$.

Parámetro	Símbolo	Valor
Ceros del controlador	$Z_{1,2}$	2.0412×10^3
Polo del controlador	p_1	81.65×10^3
Ganancia del controlador	K_v	1000

Tabla 2. 6 Parámetros del controlador $C_2(s)$.

La Figura 2.13 muestra la respuesta en lazo cerrado de la salida de voltaje del inversor monofásico con los parámetros definidos en las Tablas 2.4, 2.5 y 2.4. En $t = 0.05$ s, se realiza una variación en la carga del inversor de 50%, el controlador compensa esta variación al instante casi sin variar la amplitud y frecuencia de la onda de salida, con esto se prueba que el controlador mantiene al sistema estable, dentro de las condiciones de operación que el sistema requiere, es decir 60 Hz de frecuencia con una amplitud de 311 voltios pico.

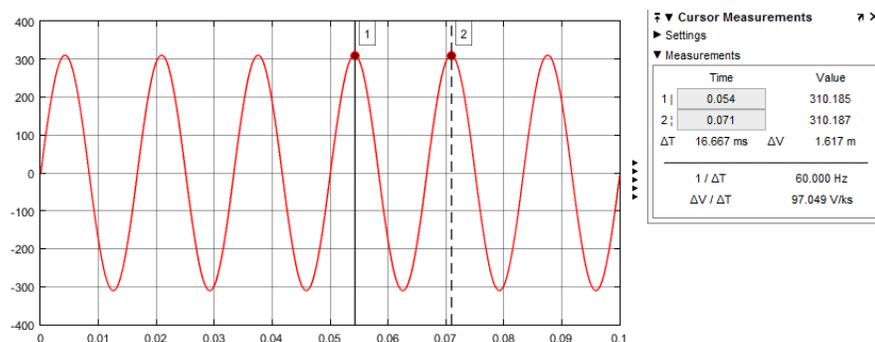


Figura 2. 13 Respuesta en lazo cerrado de la salida de voltaje del inversor monofásico.

2.3 Sistema de conversión de potencia de dos etapas CC-CC-CA.

En las subsecciones anteriores se diseñaron las subetapas de potencia independientemente. Primero se diseñó la etapa de potencia CC-CC mediante un convertidor Boost, luego la etapa CA usando un inversor de voltaje monofásico con filtro. El sistema con sus dos etapas acopladas (CC-CC-CA) es mostrado en las Figuras 2.2 y 2.2. Cada subetapa está regulada por un controlador con el objetivo de satisfacer las condiciones de operación previamente establecidas. Es importante mencionar que cada etapa subsistema es diseñado para que sea estable individualmente, tal como se puede apreciar en las Figuras 2.16 y 2.13.

El sistema conversión de dos etapas mostrado en la Figura 2.2, regula el nivel de voltaje CC, proveniente de una fuente CC, a un voltaje deseado para el bus de voltaje CC intermedio, mediante un convertidor boost. El sistema de control del convertidor boost, garantizar mantener el nivel de voltaje deseado en el bus CC independientemente de alguna variación de los parámetros del sistema. El inversor transforma el voltaje CC del bus intermedio para un voltaje CA para alimentar una carga, garantizando la transferencia de potencia a la misma.

A pesar de que cada subsistema es estable independientemente, cuando se conectan en cascada, pueden volverse inestables debido a la interacción entre los subsistemas. Por este motivo, en el siguiente capítulo se analizará la estabilidad del sistema y verificar si es estable o no.

CAPÍTULO 3

3. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA.

3.1 Introducción.

El criterio de relación de impedancia es un método efectivo para analizar la estabilidad de pequeña señal de los sistemas con convertidores electrónicos de potencia en cascada. Middlebrook, que propuso un conjunto de reglas de diseño de filtro de entrada para convertidores regulados [6], estableció en 1976 los fundamentos de la estabilidad de la relación de impedancia y el análisis de desempeño transitorio. Se demostró que, para sistemas en cascada con una fuente controlada por voltaje, si su fuente y los convertidores de carga son estables individualmente, se puede adoptar la relación de la impedancia de salida de la fuente a la impedancia de entrada de la carga para analizar la estabilidad del sistema. Este es el famoso criterio de Middlebrook. Posteriormente, se han desarrollado varios criterios de relación de impedancia que apuntan a una evaluación más precisa y práctica de la estabilidad asociada con la interacción de los subsistemas durante las últimas tres décadas [7], [14], [15].

3.2 Impedancia de salida del Conversor Boost.

La Figura 3.1 muestra al convertidor Boost en modo control de voltaje. Realizando un análisis de pequeña señal en el modelo definido en la Figura 3.1 se puede encontrar las impedancias de entrada y salida del convertidor boost operando en modo control de voltaje [16]. En este trabajo solo se analizará la impedancia de salida del convertidor boost, debido a que es lo que se necesita para realizar el análisis de estabilidad del sistema en cascada.

La Ecuación (3.1) presenta el modelo de pequeña señal del convertidor boost asumiendo que es un convertidor ideal (sin pérdidas), basado en el análisis de la Sección 2.1.2. En este modelo, v_{in} representa una perturbación de pequeña señal en el voltaje de entrada mientras que v_{DC} representa una perturbación de

pequeña señal voltaje de salida del convertidor, y d es la perturbación de pequeña señal del ciclo de trabajo.

$$G_1(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{d(s)} \right|_{v_{in}(s)=0} = \frac{D'V_{DC} \left(1 - \frac{sL_1}{D'^2 \cdot R_1} \right)}{L_1C_1s^2 + \frac{L_1}{R_1}s + D'^2} \quad (3.1)$$

Donde, $D' = 1 - D$, D es el valor operación del ciclo de trabajo, V_{DC} es el valor de operación de la salida del convertidor boost, L_1 , C_1 y R_1 son los parámetros internos del conversor, de acuerdo a los requerimientos de diseño, tal como se analizó en la Sección 2.1.

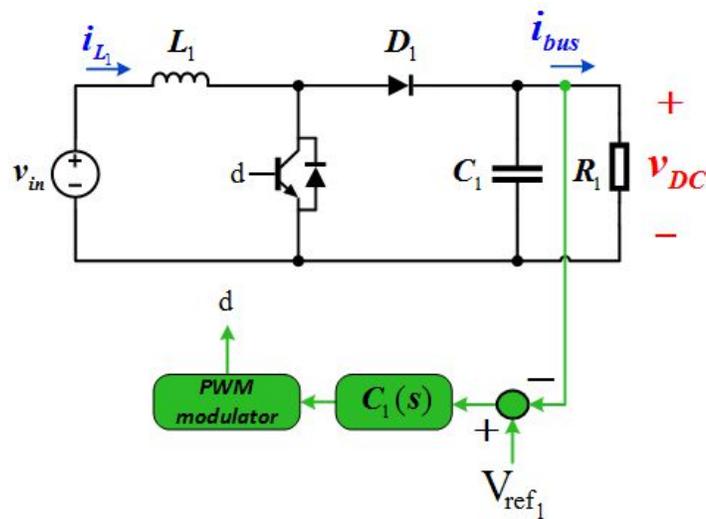


Figura 3. 1 Convertidor boost en modo control de voltaje.

La impedancia de salida de un convertidor CC-CC se define como la relación de las perturbaciones del voltaje de salida (v_{DC}) a las perturbaciones negativas de la corriente de carga ($-i_{bus}$) cuando la perturbación del voltaje de entrada (v_{in}) es cero. Dado que el objetivo es

calcular la impedancia de salida de lazo abierto, d también se establece en cero [16]:

$$Z_{out}(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{-i_{bus}(s)} \right|_{d(s), v_{in}(s)=0} \quad (3.2)$$

La relación para v_{DC} es extraída mediante el análisis de pequeña señal al circuito de la Figura 3.1 sin tomar en cuenta el lazo de control, es decir en lazo abierto, con v_{in} y d igual a cero [16].

$$v_{DC}(s) = -i_{bus} \times \frac{sL_1}{L_1C_1s^2 + \frac{L_1}{R_1}s + D'^2} \quad (3.3)$$

En referencia a la definición de impedancia de salida (ver Ecuación (3.1)), la impedancia de salida de lazo abierto se calcula como [16]:

$$Z_{out}(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{-i_{bus}(s)} \right|_{d(s), v_{in}(s)=0} = \frac{sL_1}{L_1C_1s^2 + \frac{L_1}{R_1}s + D'^2} \quad (3.4)$$

La impedancia de lazo cerrado se define como la relación de las perturbaciones del voltaje de salida (v_{DC}) a las perturbaciones negativas de la corriente de carga ($-i_{bus}$) cuando la perturbación del voltaje de entrada (v_{in}) es cero, sin establecer d con el valor de cero.

$$Z_{oS}(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{-i_{bus}(s)} \right|_{v_{in}(s)=0} \quad (3.5)$$

Estableciendo a v_{DC} igual a cero, luego del análisis de pequeñas señales al circuito de la Figura 3.1 se obtienen las siguientes ecuaciones [16]:

$$\begin{cases} d = (v_{ref_1} - v_{DC} H_1(s)) C_1(s) K_{PWM} \\ v_{DC} = G_1(s) d + i_{bus} Z_{out}(s) \end{cases} \quad (3.6)$$

Si v_{ref_1} es igual a cero, la impedancia de lazo cerrado puede ser encontrada resolviendo el sistema de ecuaciones de (3.6) [16].

$$\begin{aligned} Z_{oS}(s) &= \left. \frac{v_{DC}(s)}{-i_{bus}(s)} \right|_{v_{in}(s)=0} = \frac{Z_{out}(s)}{1 + T_v(s)} \\ Z_{oS}(s) &= \frac{Z_{out}(s)}{1 + H(s) C_1(s) G_1(s) K_{PWM}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Dónde: $Z_{out}(s)$ es la impedancia de lazo abierto, $T_v(s)$ es la ganancia de lazo, $H(s)$ es la función de transferencia del sensor, la cual normalmente es considerada una ganancia pura y en este trabajo es igual a 1, $C_1(s)$ es la función de transferencia del controlador y K_{PWM} es la ganancia del modulador PWM, la cual es igual a $\frac{1}{V_m}$ donde V_m representa a la amplitud de la forma de onda del diente de sierra en el modulador PWM que usualmente es igual a 1.

3.3 Impedancia de entrada del inversor monofásico.

La Figura 3.2 muestra el inversor monofásico en modo control de voltaje. La impedancia de salida en lazo cerrado del inversor monofásico controlado por modulación SPWM puede ser calculada de la misma forma que la impedancia de entrada de un convertidor buck [8].

La impedancia de entrada de un convertidor CC-CC se define como la relación de perturbaciones en el voltaje de entrada (v_{DC}) a las perturbaciones en la corriente de entrada (i_{bus}) cuando la perturbación de la corriente de carga (i_o) es cero.

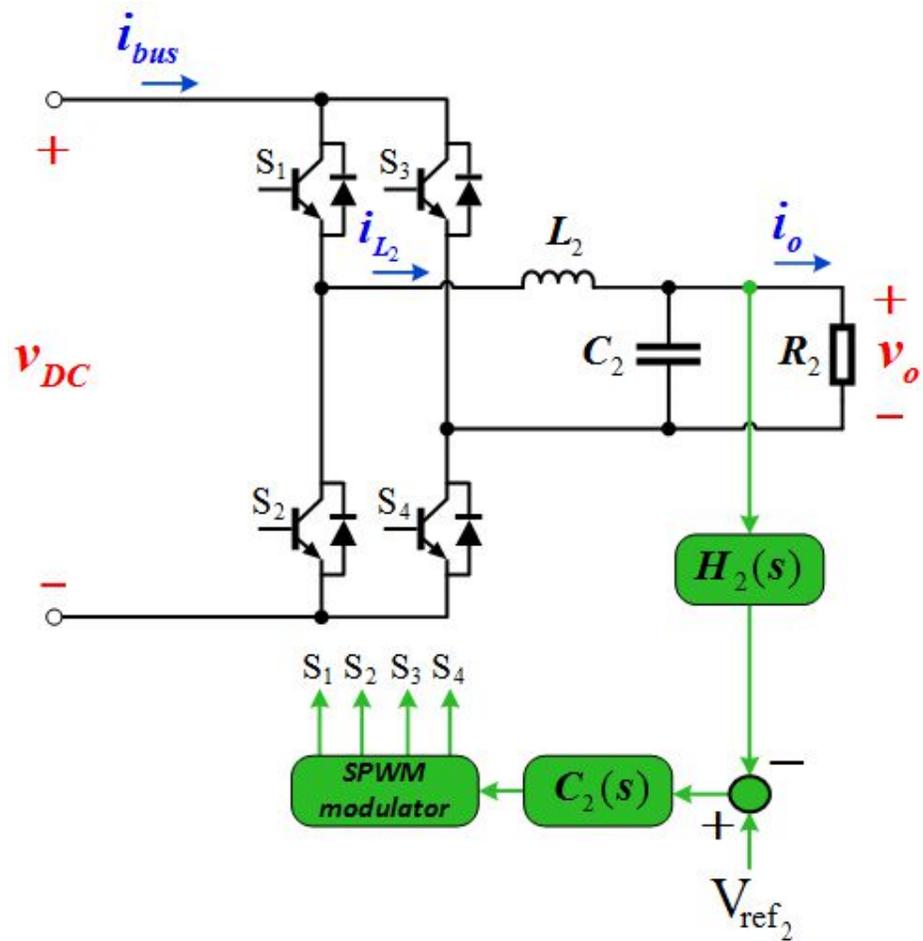


Figura 3. 2 Convertidor boost en modo control de voltaje.

Como se indicó anteriormente, para encontrar, primero, la impedancia en lazo abierto, se supone que el inversor funciona en modo este modo, es decir no se toma en cuenta el lazo de control. Entonces, d_2 también se establece en cero [16]. Note que d_2 supone el índice de modulación del Inversor monofásico pero para su equivalente como conversor buck sería el ciclo de trabajo.

$$Z_{in}(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{i_{bus}(s)} \right|_{d_2(s), i_o(s)=0} \quad (3.8)$$

Con i_o y d_2 igual a cero, la siguiente relación puede ser derivada mediante el análisis de pequeña señal al circuito de la Figura 3.1 sin tomar en cuenta el lazo de control [16].

$$i_{L_2}(s) = v_{DC}(s) \times \frac{\frac{D_2}{R_2}(1 + R_2 C_2)}{L_2 C_2 s^2 + \frac{L_2}{R_2} s + 1} = v_{DC}(s) \times G_{ig}(s) \quad (3.9)$$

Dónde: $G_{ig}(s)$ es la función transferencia de pequeña señal de voltaje desde el voltaje de entrada hasta la perturbación de la corriente del inductor [11], [16].

Con d_2 igual a cero, se puede encontrar la relación entre i_{bus} y i_o [16].

$$i_{bus}(s) = D_2 \times i_{L_2}(s) \quad (3.10)$$

Eliminando $i_{L_2}(s)$ en (3.9) y (3.10) conlleva a la siguiente relación:

$$\frac{i_{bus}(s)}{D_2} = v_{DC}(s) \times G_{ig}(s) \quad (3.11)$$

Por lo tanto, la impedancia de lazo abierto puede calcularse de la siguiente manera:

$$Z_{in}(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{i_{bus}(s)} \right|_{d_2(s), i_o(s)=0} = \frac{1}{D_2 G_{ig}(s)} \quad (3.12)$$

La impedancia de entrada en lazo cerrado de un convertidor buck CC-CC se define como la relación de perturbaciones en el voltaje de entrada (v_{DC}) a las

perturbaciones en la corriente de entrada (i_{bus}) cuando la perturbación de la corriente de carga (i_o) es cero.

$$Z_{iL}(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{i_{bus}(s)} \right|_{i_o(s)=0} \quad (3.13)$$

Si i_o y v_{ref_2} es igual a cero, luego del análisis de pequeñas señales al circuito de la Figura 3.2 se obtienen las siguientes ecuaciones [16]:

$$\begin{cases} d_2 = -v_o H_2(s) C_2(s) K_{SPWM} \\ v_o = G_{vd}(s) d + G_{vg}(s) v_{DC}(s) \end{cases} \quad (3.14)$$

Dónde: G_{vd} y G_{vg} son las funciones de transferencia para controlar voltaje en la salida y en la entrada, respectivamente [11].

La relación entre la perturbación de la corriente de entrada (i_{bus}) y la perturbación de la corriente del inductor (i_{L_2}) pueden obtenerse mediante el análisis del pequeñas señales del circuito de la Figura 3.2 [11], [16].

$$i_{DC} = \frac{V_{op}}{R_2} d_2 + D_2 i_{L_2} \quad (3.15)$$

Dónde: V_{op} es el voltaje pico de la salida del inversor monofásico.

Del mismo modo, mediante el análisis de pequeñas señales del convertor buck, la siguiente ecuación es obtenida [11], [16].

$$i_{L_2} = G_{id} d_2 + G_{ig} v_{DC} \quad (3.16)$$

Dónde: G_{id} es la función transferencia de pequeña señal de voltaje desde la señal de control hasta la perturbación de la corriente del inductor [11], [16].

Si se elimina i_{L_2} de (3.15) y (3.16) y se combina con las ecuaciones definidas en (3.14), el siguiente sistema de ecuaciones lineales es obtenido:

$$\begin{cases} d_2 + v_o H_2(s) C_2(s) K_{SPWM} = 0 \\ G_{vd}(s) d - v_o + G_{vg}(s) v_{DC}(s) = 0 \\ \left(\frac{V_{op}}{R_2} + D_2 G_{id} \right) d + D_2 G_{ig} v_{DC} = i_{bus} \end{cases} \quad (3.17)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones, definido en (3.17), se obtiene la siguiente relación para la impedancia de entrada en lazo cerrado [11], [16].

$$Z_{iL}(s) = \left. \frac{v_{DC}(s)}{i_{bus}(s)} \right|_{i_o(s)=0} = Z_{in}(s) \left(\frac{1 + T_{v_2}(s)}{\left(\frac{V_{op}}{R_2} \right)} \right) \left(\frac{1 - T_{v_2}(s)}{\left(\frac{V_{op}}{D_2^2} \right) (D_2) G_{ig}(s)} \right) \quad (3.18)$$

Con,

$$T_{v_2}(s) = H_2(s) C_2(s) G_{vd}(s) K_{SPWM} \quad (3.19)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\frac{V_{op}}{D_2}}{L_2 C_2 s^2 + \frac{L_2}{R_2} s + 1} \quad (3.20)$$

$$K_{SPWM} = V_{tri_pk} = \frac{V_{ref2_pk}}{M} = \frac{V_{ref2_pk}}{\left(\frac{V_{op}}{V_{DC}}\right)} \quad (3.21)$$

$$H_2(s) = \frac{V_{ref2_pk}}{V_{op}} \quad (3.22)$$

Dónde: $Z_{in}(s)$ es la impedancia de lazo abierto, $T_{v_2}(s)$ es la ganancia de lazo, $H_2(s)$ es la función de transferencia del sensor, $C_2(s)$ es la función de transferencia del controlador y K_{SPWM} es la ganancia del modulador SPWM, V_{ref2_pk} representa el valor de pico del voltaje de referencia del inversor.

3.4 Criterio Basado en Impedancias.

El criterio de Middlebrook es un criterio de estabilidad de relación de impedancia bien conocido para sistemas en cascada con una fuente controlada por voltaje [6], como se muestra en la Figura 3.3, donde el convertidor de fuente se controla como una fuente de voltaje.

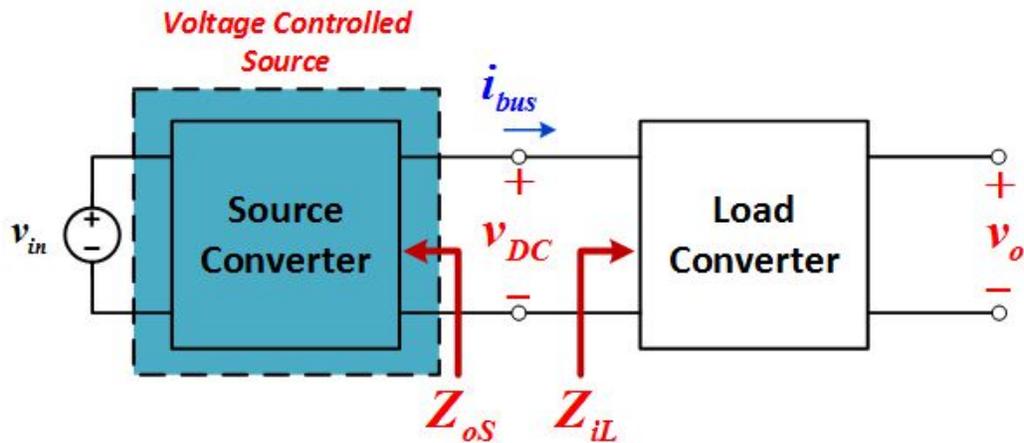


Figura 3. 3 Sistema en cascada con una fuente controlado por voltaje.

Denote la impedancia de salida del convertidor fuente como Z_{oS} y la impedancia de entrada del convertidor de carga como Z_{iL} . Entonces, de acuerdo con el criterio de Middlebrook, el sistema en cascada es estable si

- 1) Tanto el convertidor fuente como el convertidor de carga son estables individualmente y
- 2) El número de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} que rodea $(-1, j0)$ en sentido horario es igual al número de polos inestables de Z_{oS} / Z_{iL} .

Por otro lado, otro tipo de sistema en cascada comúnmente usado tiene un convertidor fuente controlado por corriente, como se muestra en la Fig. 3.4.

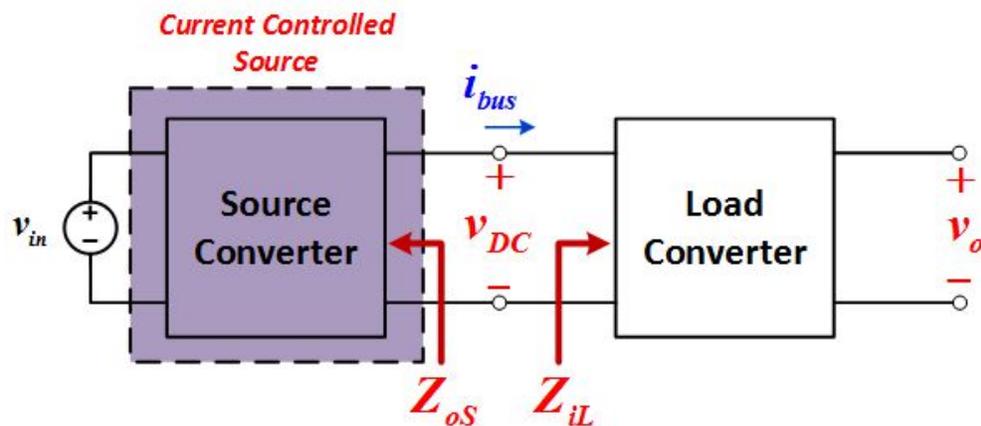


Figura 3. 4 Sistema en cascada con una fuente controlado por voltaje.

Del mismo modo, denote la impedancia de salida de fuente y la impedancia de entrada de carga como Z_{oS} y Z_{iL} , respectivamente. Luego, de acuerdo con el criterio de estabilidad propuesto en [8], el sistema en cascada es estable si

- 1) Tanto el convertidor fuente como el convertidor de carga son estables individualmente y

- 2) El número de la relación de impedancia Z_{iL} / Z_{oS} que rodea $(-1, j0)$ en sentido horario es igual al número de polos inestables de Z_{iL} / Z_{oS} .

Aparentemente, los diferentes tipos de sistemas en cascada tienen diferentes tipos de criterios de estabilidad de relación de impedancia. Para sistemas en cascada con una fuente controlada por voltaje, la relación de impedancia a verificar es Z_{oS} / Z_{iL} ; pero para sistemas en cascada con una fuente controlada por corriente, la relación de impedancia a verificar es Z_{iL} / Z_{oS} . Esto es muy confuso.

3.5 Criterio Basado en suma de impedancias.

Según el conocido Teorema de Thevenin, como se muestra en la Fig. 3.5, un convertidor de potencia tratado como una caja negra se puede modelar como una fuente de voltaje ideal v en serie con una impedancia Z . Según el conocido Teorema de Norton, también se puede modelar como una fuente de corriente ideal i en paralelo con la misma impedancia Z . Los modelos de circuito de Thevenin y Norton son equivalentes y satisfacen $v = i \times Z$. En la práctica, si la impedancia es pequeña, por ejemplo, cuando el voltaje de salida del convertidor de potencia se controla como en los casos de convertidores CC-CC controlados por voltaje o cuando la fuente es una red, entonces se prefiere el modelo equivalente de Thevenin. Si la impedancia es grande, por ejemplo, cuando la corriente de salida del convertidor de potencia se controla como en el caso de los inversores controlados por corriente, se prefiere el modelo equivalente de Norton. Sin embargo, en teoría, tanto el modelo de Thevenin como el modelo de Norton se pueden convertir entre sí, si el convertidor o la fuente individual es estable.

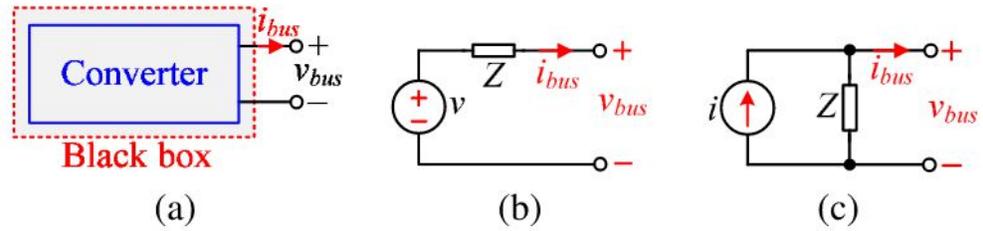


Figura 3. 5 Modelado de un convertidor de potencia: (a) como una caja negra; (b) en su modelo equivalente de Thevenin; (c) en su modelo equivalente de Norton.

Los sistemas en cascada discutidos en la Subsección 3.4, si el convertidor fuente está controlado por voltaje o controlado por corriente, comparten el mismo modelo genérico con una fuente de corriente no ideal en cascada con una fuente de voltaje no ideal, como se muestra en la Fig. 3.6. Cuando la fuente está controlado por voltaje, el Convertidor 2 es el convertidor de fuente, que se modela como una fuente de voltaje no ideal y el Convertidor 1 es el convertidor de carga, que se modela como una fuente de corriente no ideal. Cuando la fuente está controlada por corriente, el Convertidor 1 es el convertidor de fuente y el Convertidor 2 es el convertidor de carga. Aquí, $Z_1(s)$ y $Z_2(s)$ son las impedancias de la fuente de voltaje no ideal y la fuente de corriente no ideal, respectivamente, expresadas como

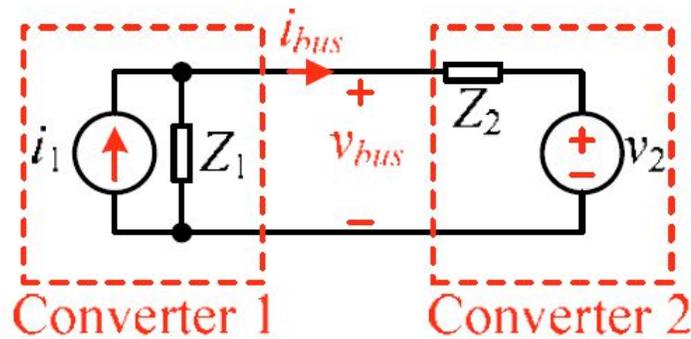


Figura 3. 6 Modelo genérico para un sistema en cascada.

$$Z_1(s) = \frac{N_1(s)}{D_1(s)} \quad (3.23)$$

$$Z_2(s) = \frac{N_2(s)}{D_2(s)} \quad (3.24)$$

Donde, $N_1(s)$ y $D_1(s)$ son el numerador y denominador de $Z_1(s)$, respectivamente.

Teorema 1. Un sistema en cascada con subsistemas estables individualmente es estable, si y solo si, la suma de las impedancias de los subsistemas individuales no rodea el origen en sentido horario [7].

Corolario 1: Un sistema en cascada con subsistemas estables individualmente es estable si y solo si la suma de las impedancias de los subsistemas individuales no tiene ceros en el semiplano derecho [7].

Como resultado, la estabilidad del sistema puede evaluarse verificando directamente el número de ceros en el semiplano derecho de $Z_1 + Z_2$, sin dibujar el gráfico de Nyquist. Además, el criterio de suma de impedancia propuesto no necesita conocer el tipo de conexión de los convertidores/fuentes de energía. Para los criterios de relación de impedancia existentes, es necesario conocer el tipo de conexión para seleccionar la relación de impedancia correcta: para un sistema I-V, la relación de impedancia correcta es Z_2 / Z_1 y para un sistema V-I, la relación de impedancia correcta es Z_1 / Z_2 . Sin embargo, para el criterio propuesto de suma de impedancias, la suma de impedancias es siempre $Z_1 + Z_2$, independientemente del tipo de conexión. Además, también se puede aplicar a sistemas de CC y sistemas de CA, lo que lo hace muy genérico.

CAPÍTULO 4

4. SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.

4.1 Descripción de los experimentos.

Para verificar el análisis teórico, se construye un modelo de convertidores conectados en cascada usando MATLAB/Simulink. El sistema en cascada se compone de dos etapas. La primera etapa se modela con un convertidor elevador (boost) controlado por un solo lazo de voltaje utilizando una estructura de control PID, la segunda etapa se modela con un inversor monofásico controlado por control SPWM con una estructura de control PID + filtro como se muestra en las Figuras 2.1 y 2.2. Los parámetros del sistema se resumen en las Tablas 2.1 a 2.6.

Dos ejemplos, estable e inestable, se ilustran con el fin de verificar el análisis teórico previo. Para el caso estable, los parámetros del sistema se muestran en las Tablas 2.1 a 2.6, mientras que, para el caso estable, el valor de la inductancia y capacitancia del convertidor elevador cambian a los siguientes valores, $L_1 = 2\text{mH}$ y $C_1 = 4700\ \mu\text{F}$, respectivamente. Las ganancias del controlador boost se reajustan de acuerdo con lo analizado en el Capítulo 2.

La estabilidad del sistema para cada caso se analiza teóricamente basado en los criterios de impedancia y suma de impedancias, además de ser verificadas via simulación usando MATLAB/Simulink. Las condiciones de simulación para ambos ejemplos son iguales. El sistema de dos etapas de conversión inicia con la segunda etapa (inversor monofásico) desconectado. Cuando el convertidor boost se encuentra estable operando en las condiciones de diseño previamente establecidas, se conecta el inversor monofásico al bus CC (salida del convertidor boost), dependiendo del nivel oscilación causado en el bus CC por la conexión al sistema del inversor, si sistema puede ser estable o inestable.

4.2 Análisis del caso inestable.

Para el sistema antes descrito se van a realizar las siguientes pruebas. Primero, se analiza la estabilidad del sistema aplicando los criterios de impedancia y suma de impedancia. Después, se verifica mediante simulación la estabilidad del bus CC del sistema de conversión de dos etapas. Las condiciones de simulación se detallan a continuación: Se pone en operación a la primera etapa de conversión, es decir el inversor se encuentra desconectado, hasta que alcance su punto de operación. Una vez que el primer convertidor esté operando en su punto de operación se procede a conectar a la salida el segundo convertidor. La conexión de la etapa de inversión causa oscilación en el bus CC. De acuerdo con el análisis teórico, el bus CC debe ser inestable, es decir, empieza a oscilar cuando se conecte el inversor monofásico.

4.3.1 Criterio basado en Impedancias.

Según (3.7) y (3.18), las gráficas de Nyquist de Z_{oS} / Z_{iL} del sistema en estudio muestra en la Figura 4.1, mientras que la Figura 4.2 muestra el mapa de polos-ceros de la relación Z_{oS} / Z_{iL} .

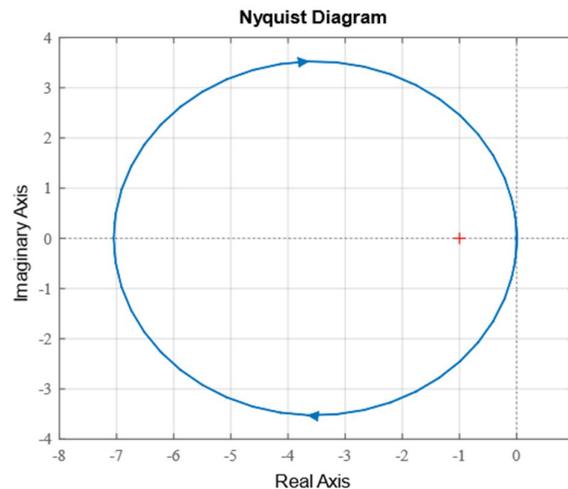


Figura 4. 1 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso inestable.

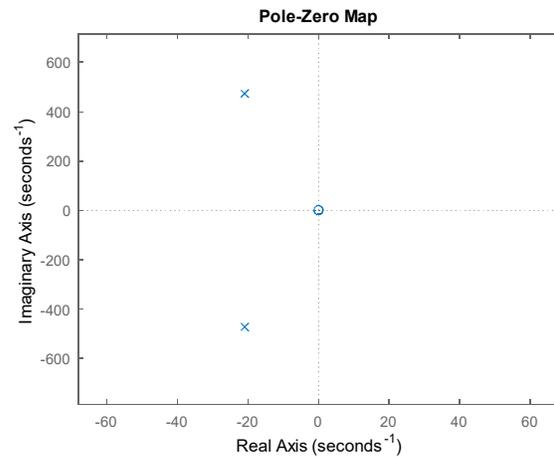


Figura 4. 2 Mapa de polos-ceros de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso inestable.

De acuerdo con la Figuras 4.1 y 4.2, el número de círculos la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} que rodea $(-1, j0)$ en sentido horario es igual a 1 y el número de polos inestables de Z_{oS} / Z_{iL} es igual a 0. Por lo tanto, de acuerdo con el criterio de Middlebrook, el sistema es inestable. Otra forma de verificar la estabilidad del sistema mediante el criterio de Middlebrook, es mediante el gráfico de magnitud de Bode debido a que el sistema es estable si no hay intersección durante todo el rango de operación entre las impedancias de salida (Z_{oS}) y entrada (Z_{iL}), lo que se muestra en la Figura 4.3, lo que ratifica la inestabilidad del sistema.

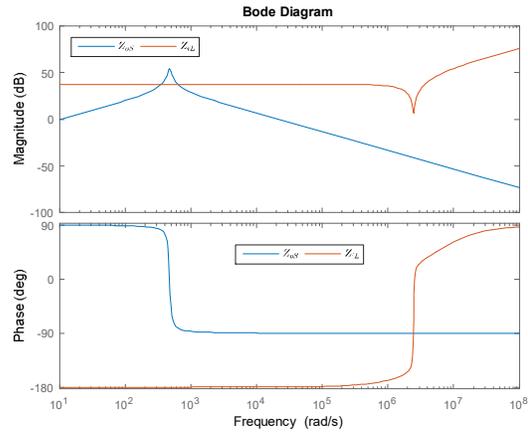


Figura 4. 3 Diagrama de bode de Z_{oS} y Z_{iL} para el caso inestable.

4.3.2 Criterio basado suma de Impedancias.

Según (3.7) y (3.18), las gráficas de Nyquist de $Z_{oS} + Z_{iL}$ del sistema en estudio muestra en la Figura 4.4. De acuerdo con el Teorema 1, el sistema es inestable debido a que el gráfico de Nyquist rodea al origen en sentido horario, por lo tanto, el sistema es inestable.

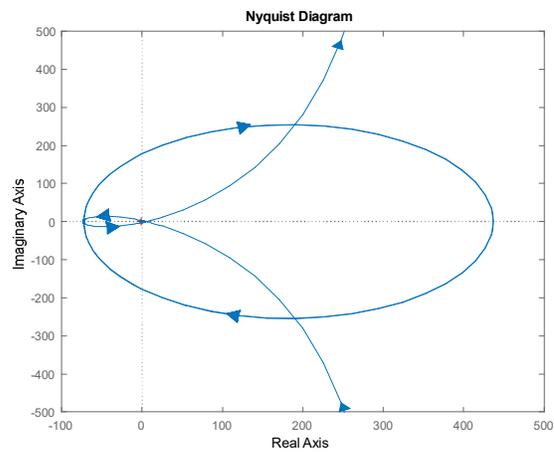


Figura 4. 4 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia $Z_{oS} + Z_{iL}$ para el caso inestable.

4.3.3 Simulación del sistema en cascada para el caso inestable.

Las Figuras 4.5 y 4.6 muestran la simulación del sistema para las condiciones previamente establecidas para el caso inestable.

La Figura 4.5 muestra la forma de onda del voltaje del bus de CC (salida del convertidor Boost). El resultado concuerda con el análisis teórico. Tenga en cuenta que el inversor monofásico se conecta a la tensión del bus de CC en $t = 1.5$ segundos. Por lo tanto, el inversor monofásico provoca efectos de oscilaciones importantes en la tensión del bus de CC que conducen a la inestabilidad (Ver Figura 4.5). La Figura 4.6 muestra la forma de onda de la salida del inversor monofásico. Tenga en cuenta que, para el caso inestable, la salida del inversor monofásico no está bien regulada debido a las oscilaciones en el voltaje de bus de CC causadas por la interconexión del inversor monofásico en el bus de CC.

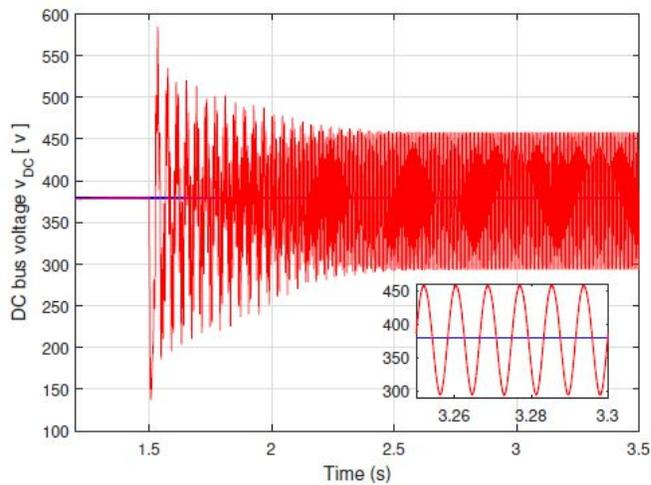


Figura 4. 5 Salida del convertidor Boost para el caso inestable.

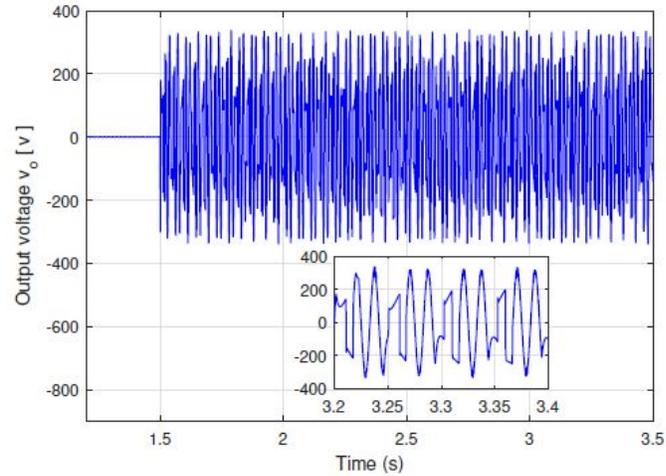


Figura 4. 6 Salida del inversor monofásico para el caso inestable.

4.3 Análisis del caso estable.

Para el sistema antes descrito se van a realizar las siguientes pruebas. Primero, se analiza la estabilidad del sistema aplicando los criterios de impedancia y suma de impedancia. Después, se verifica mediante simulación la estabilidad del bus CC del sistema de conversión de dos etapas. Las condiciones de simulación se detallan a continuación: Se pone en operación a la primera etapa de conversión, es decir el inversor se encuentra desconectado, hasta que alcance su punto de operación. Una vez que el primer convertidor esté operando en su punto de operación se procede a conectar a la salida el segundo convertidor. La conexión de la etapa de inversión causa oscilación en el bus CC. De acuerdo con el análisis teórico, el bus CC debe ser inestable, es decir, empieza a oscilar cuando se conecte el inversor monofásico.

4.3.1 Criterio basado en Impedancias.

Según (3.7) y (3.18), las gráficas de Nyquist de Z_{oS} / Z_{iL} del sistema en estudio muestra en la Figura 4.7, mientras que la Figura 4.7 muestra el mapa de polos-ceros de la relación Z_{oS} / Z_{iL} .

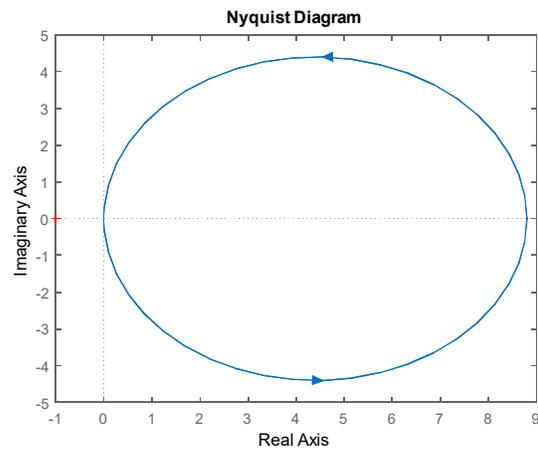


Figura 4. 7 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso estable.

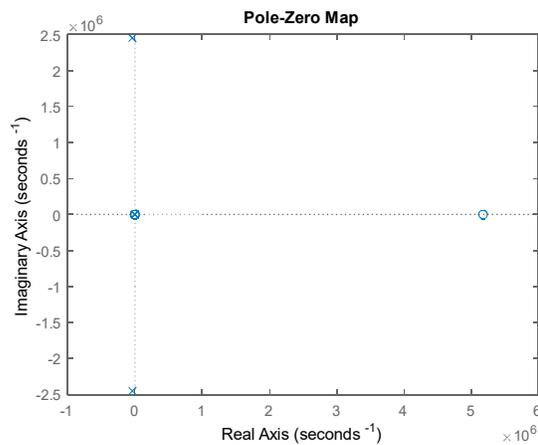


Figura 4. 8 Mapa de polos-ceros de la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} para el caso estable.

De acuerdo con las Figuras 4.7 y 4.8, el número de círculos la relación de impedancia Z_{oS} / Z_{iL} que rodea $(-1, j0)$ en sentido horario es igual a 0 y

el número de polos inestables de Z_{oS} / Z_{iL} es igual a 0. Por lo tanto, de acuerdo con el criterio de Middlebrook, el sistema es estable. Otra forma de verificar la estabilidad del sistema mediante el criterio de Middlebrook, es mediante el gráfico de magnitud de Bode debido a que el sistema es estable si no hay intersección durante todo el rango de operación entre las impedancias de salida (Z_{oS}) y entrada (Z_{iL}), lo que se muestra en la Figura 4.9 lo que ratifica la estabilidad del sistema.

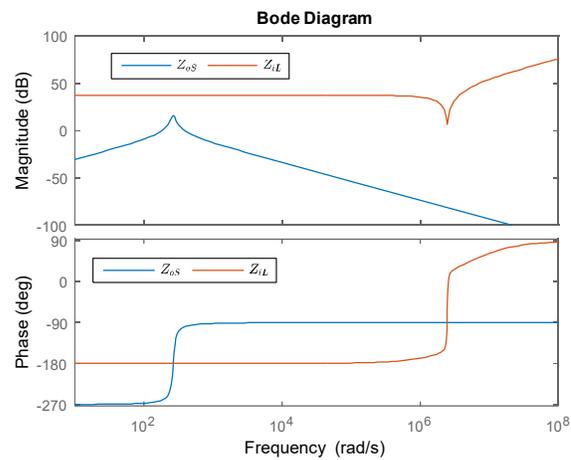


Figura 4. 9 Diagrama de bode de Z_{oS} y Z_{iL} para el caso estable.

4.3.2 Criterio basado suma de Impedancias.

Según (3.7) y (3.18), las gráficas de Nyquist de $Z_{oS} + Z_{iL}$ del sistema en estudio muestra en la Figura 4.10. De acuerdo con el Teorema 1, el sistema es estable debido a que el gráfico de Nyquist no rodea al origen en sentido horario, por lo tanto, el sistema es estable.

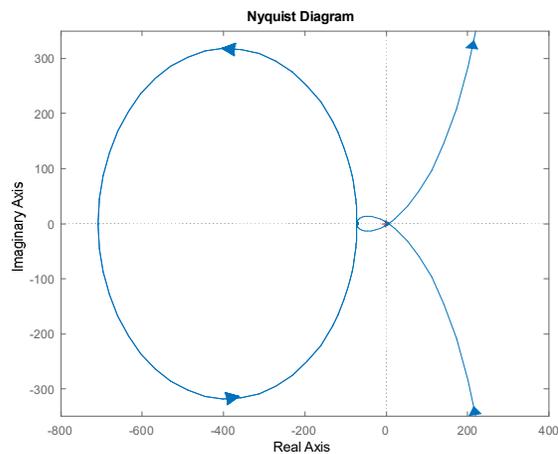


Figura 4. 10 Gráfico de Nyquist de la relación de impedancia $Z_{oS} + Z_{iL}$ para el caso inestable.

4.3.3 Simulación del sistema en cascada para el caso inestable.

La Figuras 4.11 y 4.12 muestran la simulación del sistema para las condiciones previamente establecidas para el caso estable.

La Figure 4.11 muestra la forma de onda del voltaje del bus de CC (salida del convertidor Bosst). El resultado concuerda con el análisis teórico. Tenga en cuenta que el inversor monofásico se conecta a la tensión del bus de CC en $t = 1.5$ segundos. Por lo tanto, el inversor monofásico provoca efectos de oscilaciones importantes en la tensión del bus de CC, sin embargo, el controlador es capaz de compensar estas oscilaciones y mantener regulado el bus de CC (Ver Figura 4.10). La Figura 4.12 muestra la forma de onda de la salida del inversor monofásico. Tenga en cuenta que, para el caso estable, la salida del inversor monofásico se encuentra bien regulada debido a que el controlador de la primera etapa compensa las oscilaciones en el voltaje de bus de CC causadas por la interconexión del inversor monofásico en el bus de CC.

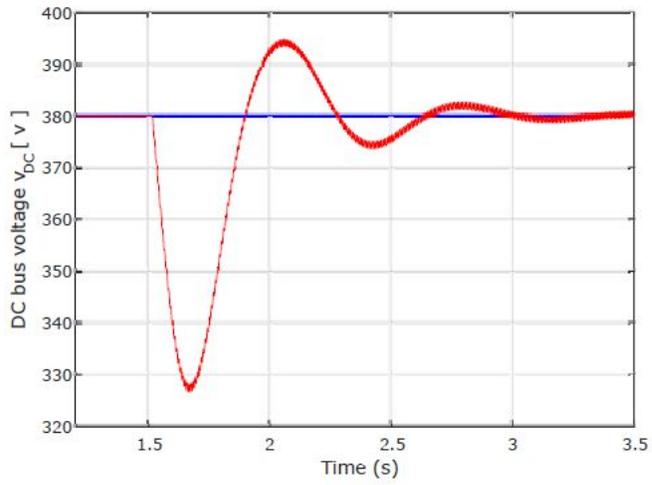


Figura 4. 11 Salida del convertidor Boost para el caso estable.

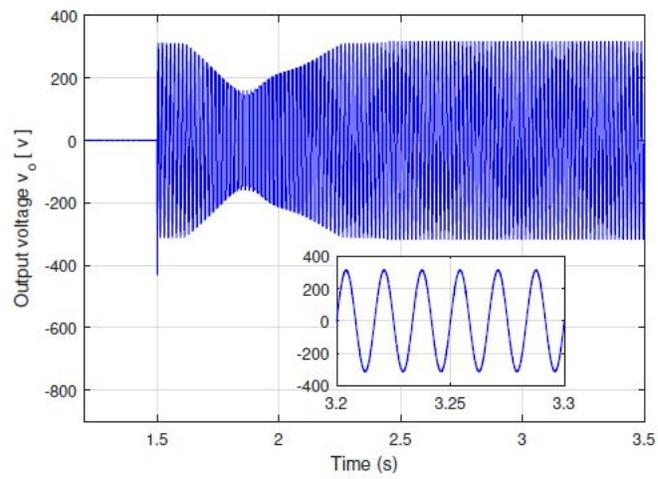


Figura 4. 12 Salida del inversor monofásico para el caso estable.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Este estudio analiza la estabilidad del sistema electrónico de potencia en cascada compuesto por un sistema CC-CC-CA de dos etapas utilizando los criterios tradicionales de estabilidad de la relación de impedancia. Además, se introduce el criterio de estabilidad de la suma de impedancias para los sistemas electrónicos de potencia en cascada. Para el criterio tradicional de relación de impedancia de Middlebrook, es necesario conocer el modo de operación del convertidor (control por corriente o voltaje) para aplicarlo. Por otro lado, a diferencia de los criterios tradicionales de estabilidad de la relación de impedancia, el criterio de estabilidad de suma de impedancias señala que un sistema en cascada con subsistemas individualmente estables es estable si y solo si las impedancias de los subsistemas individuales no rodean el origen en el sentido de las agujas del reloj. El criterio de estabilidad es aplicable a sistemas en cascada con una fuente controlada por voltaje o una fuente controlada por corriente.

Dos sistemas típicos en cascada se simulan para validar el análisis teórico. Los resultados de simulación confirman que cuando los criterios de impedancias y de suma de impedancias no se cumplen, la salida del conversor Boost empieza a oscilar y el controlador no es capaz de regular, lo que lleva a la inestabilidad del sistema. Sin embargo, cuando se cumplen estos criterios, el sistema es estable.

Por lo tanto, en comparación con los criterios de relación de impedancia existentes, el criterio de suma de impedancia proporciona un enfoque conveniente para evaluar la estabilidad del sistema independientemente de los tipos de conexión de sus convertidores y es aplicable a sistemas de CC y sistemas de CA.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] K. E. Lucas, et al., "Novel Robust Methodology for Controller Desing Aiming to Ensure DC Microgrid Stability under CPL Power Variation", IEEE Access, vol. 7, pp. 64206-64222, May 2019.
- [2] M. Z. Hossain, N. A. Rahim, J. a/l Selvaraj, "Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design applications: A review", Renewable and Sustanaible Eneregy Reviews, vol. 81, no. 1, pp. 202-230, January 2018.
- [3] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high-frequency-link power conversion system," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, August 2014.
- [4] K. E. Lucas, W. Barra, D. A. Plaza, R. L. P. Medeiros, E.M. Rocha, D. A. Vaca, "Interval Robust Controller to Minimize Oscillations Effects Caused by Constant Power Load in a DC Multi-Converter Buck-Buck System", IEEE Access, vol. 7, pp. 26324-26342, February 2019.
- [5] V. Mummadi and B. S. Singamaneni, "Stability Analysis of cascaded DC-DC power electronic system," IEEJ Transactions on Elec. and Electronic Eng., vol. 4, no. 6, pp. 763-770, November 2009.
- [6] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators" in Proceedings of IEEE IAS; pp. 366-382, 1976.
- [7] Q.-Q Zhong and X. Zhang, "Impedance-Sum Stability Criterion for Power Electronic Systems with Two Converters/Sources," IEEE Access, vol. 7, pp. 21254-21265, 2019.
- [8] J. Sun, "Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 11, pp. 3075-3078, November 2011, doi:10.1109/TPEL.2011.2136439
- [9] I. Barbi and D. C: Martins, Conversores CC-CC básicos não isolados, First edition ed. Florianópolis, 2000.

- [10] I. Barbi and D. C Martins, *Eletrônica de Potência - Introdução ao estudo de conversores CC-CA*, Florianópolis; Edição dos Autores, 2005
- [11] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, second edition ed. New York: Springer, January 2004.
- [12] K. J. Aström and B. Wittenmark, *Computer-controlled Systems: Theory and Design*. North Chelmsford, MA, USA: Courier Corporation, 2013.
- [13] T. B. Lazzarin, G. A. T. Bauer, and I. Barbi, "A control strategy for parallel operation of Single-Phase Voltage Source Inverters: Analysis, Design and Experimental Results," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, June 2013.
- [14] C. Wildrick, F. Lee, B. cho, and B. Choi, "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 280-285, 1995.
- [15] X. Zhang, X. Ruan, and C. K. Tse, "Impedance based local stability criterion for dc distributed power system," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 3, pp. 916-925, 2015.
- [16] R. Ahmadi, D. Paschedag, and M. Ferdowsi, "Closed-Loop Input and Output Impedances of DC-DC Switching Converters Operating in Voltage and Current Mode Control," *IECON 2010 – 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, 2010, pp. 2311-2316.