



Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

**Estudio de robustez de una nanorred de CD basada en un sistema
de generación distribuida**

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

I.B. Saúl Rolando Méndez Elizondo

Asesor:

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña



RESUMEN

El aumento de la población mundial sumado con el incremento de la demanda energética conlleva a un aumento en las emisiones de carbono. En las últimas décadas se ha incrementado la utilización de energías limpias como solución para atacar el problema. Una alternativa que se ha promovido es la utilización de fuentes alternas de energía en los sistemas de generación distribuida. En este trabajo se presenta un estudio de estabilidad robusta de una nanorred de CD en presencia de variaciones paramétricas. Para el estudio se simplificó el sistema con el propósito de abordar el problema de estabilidad nominal mediante el enfoque de las impedancias. Para el análisis de estabilidad robusta, al sistema simplificado se le incorporó la incertidumbre con el tipo de representación multiplicativa a la salida, con el fin de analizar la estabilidad mediante el teorema de ganancia pequeña y valor singular estructurado. También se utilizó un criterio restrictivo para la gráfica polar que involucra lograr condiciones de desempeño robusto. Los resultados señalan una manera analítica de analizar la estabilidad robusta con el uso de las impedancias. Por lo tanto, se concluye que se puede incorporar una incertidumbre en el espectro de la frecuencia que englobe todas las variaciones paramétricas y a su vez restringir la gráfica polar con una función de peso con el propósito de lograr desempeño robusto.

Índice

INTRODUCCIÓN	1
1. ANTECEDENTES	5
1.1. Concepto y características	5
1.2. Establecimiento del problema	13
1.3. Estabilidad en sistemas de potencia distribuida	16
1.4. Estado del arte	17
1.5. Discusión, objetivo y alcance de la investigación	19
1.6. Organización del trabajo de tesis	19
2. DESARROLLO Y MODELADO DE UNA NANORRED	21
2.1. Descripción del sistema	21
2.2. Modelado de convertidores	22
2.3. Desarrollo de estrategia de control	32
3. MARCO DE ANÁLISIS DE ESTABILIDAD NOMINAL	43
3.1. Métodos de estabilidad basado en impedancias	43
3.2. Marco de análisis de estabilidad nominal	47
3.3. Análisis de estabilidad nominal de la nanorred	55
3.4. Descripción y análisis de aspectos de interés de la nanorred	61
4. ESTUDIO DE ESTABILIDAD ROBUSTA DE UNA NANORRED	65
4.1. Motivación del análisis robusto	65
4.2. Criterio de estabilidad de Nyquist	67
4.3. Incertidumbre y robustez para sistemas SISO	69
4.4. Resultados para sistemas SISO	77
4.5. Análisis de robustez para sistemas MIMO	85
CONCLUSIONES	95
REFERENCIAS	105

Índice de figuras

1.	Dibujo esquemático del sistema eléctrico convencional.	2
2.	Dibujo esquemático de una perspectiva del futuro sistema eléctrico.	3
1.1.	Clasificación de microrredes.	7
1.2.	Una nanored domestica basada en CD.	8
1.3.	Diagrama esquemático de los diferentes niveles de control en una microrred.	9
1.4.	Estructuras básicas de control; (a) centralizado, (b) descentralizado, (c) distribuido, (d) jerárquico.	10
1.5.	Convertidor CD-CD con carga resistiva se comporta como una carga de potencia constante (CPL).	13
1.6.	Curva V-I de la resistencia negativa incremental.	14
1.7.	Configuraciones CPL y fuente; (a) regulador de tensión CD/CD con convertidor CD/CD, (b) regulador de tensión CD/CD con filtro LC de entrada, (c) inversor regulado con convertidor CD/CD ascendente, (d) un filtro LC de entrada de accionamiento del inversor regulado [1].	15
2.1.	Configuración propuesta de la nanored de CD.	22
2.2.	Convertidor boost del subsistema fuente.	23
2.3.	Convertidor boost del subsistema carga.	25
2.4.	Convertidor buck del subsistema carga.	27
2.5.	Filtro de entrada del convertidor buck.	29
2.6.	Respuesta temporal del voltaje de salida de los convertidores en el software PSIM.	31
2.7.	Estructura de control descentralizada convencional.	32
2.8.	Estructura de control descentralizada de la nanored.	33
2.9.	Diagrama de bloques del control del convertidor boost a modo corriente.	34
2.10.	Diagrama esquemático del convertidor con el controlador asociado.	35
2.11.	Diagrama de bloques del control del convertidor buck a modo voltaje.	36
2.12.	Diagrama esquemático del convertidor con el controlador asociado.	37
2.13.	Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de corriente de los convertidores.	37
2.14.	Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo del voltaje de los convertidores.	38
2.15.	Respuesta temporal del convertidor boost 200 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.	39
2.16.	Respuesta temporal del convertidor boost 300 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.	40
2.17.	Respuesta temporal del convertidor buck 192 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.	41

2.18.	Respuesta temporal del convertidor buck 192 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.	42
3.1.	Marco de análisis para estabilidad nominal.	44
3.2.	Colección de regiones prohibidas en el plano complejo; (a) criterio de Middlebrook, (b) GMPM, (c) OA, (d) ESAC, (e) MPC.	45
3.3.	Configuración propuesta de la nanorred de CD.	48
3.4.	Respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada del convertidor buck e impedancia de salida del convertidor boost.	50
3.5.	Contorno de Nyquist del conjunto formado por el filtro de entrada y el convertidor POL buck.	51
3.6.	Respuesta temporal del punto de interconexión entre el convertidor POL buck y el filtro de entrada.	52
3.7.	(a) Diagrama de bloques del filtro de entrada y el convertidor POL, (b) simplificación del diagrama de bloques convertidor POL.	53
3.8.	Circuito equivalente para obtener la impedancia de entrada del filtro con el convertidor buck ideal.	54
3.9.	Comparación de las impedancias de entrada total por la interconexión entre el filtro y el convertidor POL buck	54
3.10.	Representación de la nanorred para el análisis de estabilidad.	55
3.11.	Magnitud de la respuesta en frecuencia de las impedancias de entrada y de salida de los convertidores.	56
3.12.	Contorno de Nyquist de T_{MLG} de los diferentes casos de operación de la nanorred.	58
3.13.	Respuesta temporal de la simulación de los diferentes casos de operación de la nanorred.	59
3.14.	Circuito esquemático para la simulación en el software PSIM del caso VII.	60
3.15.	Respuesta temporal del voltaje v_{BUS} a diferentes frecuencias de conmutación.	62
3.16.	Configuración propuesta de la nanorred de CD incluyendo parásitos adicionales	63
4.1.	Planteamiento del problema de control [2].	66
4.2.	Definición de la distancia crítica l_{crit} y de los márgenes de estabilidad clásicos.	68
4.3.	Tipo de modelado de la incertidumbre.	69
4.4.	Planta con incertidumbre multiplicativa.	70
4.5.	Sistema retroalimentado con incertidumbre multiplicativa.	72
4.6.	Ilustración de la gráfica de Nyquist para la condición de estabilidad robusta ante perturbación multiplicativa.	73
4.7.	Diagrama para desempeño robusto con incertidumbre multiplicativa.	73
4.8.	Ilustración de la gráfica de Nyquist para la condición de desempeño robusto.	75
4.9.	Estructura del marco general de análisis robusto $M-\Delta$	75
4.10.	Simplificación del diagrama de bloques en la estructura $M-\Delta$	76
4.11.	Representación en diagrama de bloques de $H(s)$; a) nominal, b) con perturbación multiplicativa a la salida	77
4.12.	Respuesta en frecuencia de la familia de plantas de las impedancias; (a) impedancias del subsistema fuente, (b) impedancias del subsistema carga.	79
4.13.	Resultados para el análisis de estabilidad robusta; (a) familia de plantas y función de peso propuesta, (b) respuesta en frecuencia de $M(s)$	80
4.14.	Diagrama para desempeño robusto de la nanorred con incertidumbre multiplicativa.	81

4.15.	Condiciones para desempeño nominal del caso VII; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas, (b) respuesta en frecuencia de $W_P H$	82
4.16.	Condiciones para el análisis de desempeño robusto del caso VII.	83
4.17.	Resultados para el análisis de estabilidad robusta; (a) familia de plantas y función de peso propuesta, (b) respuesta en frecuencia de $M(s)$	84
4.18.	Diagrama de bloques de $H(s)$ con modelado de incertidumbre.	85
4.19.	Representación con el uso de $LFTs$ de la función de transferencia $H(s)$ con perturbaciones de incertidumbre multiplicativa a la salida en los subsistemas.	87
4.20.	Elección de funciones de peso; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{oT} , (b) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{INT}	89
4.21.	Caso VII; (a) análisis de estabilidad utilizando SSV, (b) componentes de Δ de la diagonal de la matriz N_{22}	90
4.22.	Elección de funciones de peso; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{oT} , (b) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{INT}	91
4.23.	Caso I; (a) análisis de estabilidad utilizando SSV, (b) componentes de Δ de la diagonal de la matriz N_{22}	92
4.24.	Marco de análisis para desempeño robusto.	93
4.25.	Análisis de desempeño robusto con SSV del caso VII.	94
26.	Diagrama de bloques del control del convertidor boost a modo corriente del subsistema fuente.	98
27.	Diagrama de bloques del control del convertidor buck a modo voltaje del subsistema carga.	99
28.	Diagrama de bloques del control del convertidor boost a modo corriente del subsistema carga.	100
29.	Diagrama de bloques simplificado del filtro con el convertidor POL.	100
30.	Respuesta en frecuencia de la familia de impedancias a lazo cerrado de los convertidores.	101
31.	Familia de contornos de Nyquist por la relación de las impedancias del caso VII.	102
32.	Resultados para el análisis de estabilidad robusta; (a) familia de plantas y función de peso propuesta, (b) respuesta en frecuencia de $M(s)$	102
33.	Elección de funciones de peso; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{oT} , (b) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{INT}	103
34.	Caso I; (a) análisis de estabilidad utilizando SSV, (b) componentes de Δ de la diagonal de la matriz N_{22}	104
35.	Análisis de desempeño robusto con SSV del caso VII.	104

Lista de acrónimos

- CA** Corriente Alterna.
- CD** Corriente Directa.
- CEP** Convertidor de Electrónica de Potencia.
- CERTS** Consorcio para Soluciones Tecnológicas de Fiabilidad Eléctrica (*Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*).
- CPL** Carga de Potencia Constante (*Constant Power Load*).
- DN** Desempeño Nominal.
- DOF** Diario Oficial de la Federación.
- DR** Desempeño Robusto.
- EN** Estabilidad Nominal.
- ER** Estabilidad Robusta.
- FFT** Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*).
- GD** Generación Distribuida.
- MG** Margen de Ganancia.
- LFT** Transformación Fraccional Lineal (*Linear Fractional Transformation*).
- MR** Microrred.
- NIR** Resistencia Incremental Negativa (*Negative Incremental Resistance*).
- NR** Nanorred.
- MF** Margen de Fase.
- PWM** Modulación por Ancho de Pulsos (*Pulse Width Modulation*).
- SENER** Secretaría de Energía.
- SEP** Sistema Eléctrico de Potencia.
- SPD** Sistema de Potencia Distribuida.
- SSV** Valor Singular Estructurado (*Structured Singular Value*).

Lista de simbolos

- $A_1^{\Gamma i}$ Matriz de estados de los convertidores del subsistema carga.
- A_1^{Fi} Matriz de estados de los convertidores del subsistema fuente.
- $B_{11}^{\Gamma i}$ Matriz de entrada de la variable $\tilde{d}^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.
- B_{11}^{Fi} Matriz de entrada de la variable \tilde{d}^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.
- $B_{21}^{\Gamma i}$ Matriz de entrada de la variable $\tilde{i}_o^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.
- B_{21}^{Fi} Matriz de entrada de la variable \tilde{i}_o^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.
- $B_{31}^{\Gamma i}$ Matriz de entrada de la variable \tilde{v}_{BUSF} o \tilde{v}_{BUS} de los convertidores del subsistema carga.
- B_{31}^{Fi} Matriz de entrada de la variable \tilde{v}_{si} de los convertidores del subsistema fuente.
- C Capacitor.
- $C_1^{\Gamma i}$ Matriz de salida para obtener la tensión de salida de los convertidores del subsistema carga.
- C_1^{Fi} Matriz de salida para obtener la tensión de salida de los convertidores del subsistema fuente.
- $C_2^{\Gamma i}$ Matriz de salida para obtener la corriente de entrada de los convertidores del subsistema carga.
- C_2^{Fi} Matriz de salida para obtener la corriente de entrada de los convertidores del subsistema fuente.
- C_F Capacitor del filtro de entrada.
- C^{Fi} Capacitores de los convertidores del subsistema fuente..
- $C^{\Gamma 1}$ Capacitores de los convertidores del subsistema carga.
- D Ciclo de trabajo.
- D_{11}^{Fi} Matriz de transmisión directa de la variable \tilde{d}^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.
- $D_{11}^{\Gamma i}$ Matriz de transmisión directa de la variable $\tilde{d}^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.
- $D_{21}^{\Gamma 1}$ Matriz de transmisión directa de la variable $\tilde{i}_o^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.
- D_{22}^{Fi} Matriz de transmisión directa de la variable \tilde{i}_o^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.
- \triangle Rizo de corriente o voltaje de los convertidores.
- Δ Incertidumbre.

Δ_i Incertidumbre en el subsistema carga.

Δ_o Incertidumbre en el subsistema fuente.

e_{ss} Error en estado estable.

η Eficiencia aproximada del convertidor.

F_1 Subsistema fuente 1.

F_2 Subsistema fuente 2.

f_0 Frecuencia de corte del filtro.

\mathcal{F}_l LFT inferior.

F_{sw} Frecuencia de conmutación del PWM.

\mathcal{F}_u LFT superior.

K Ganancia de los compensadores.

G Planta nominal.

\tilde{G} Planta con modelado de la incertidumbre.

G_i^{Fi} Controlador tipo II del lazo interno de corriente de los convertidores del subsistema fuente.

$G_i^{\Gamma i}$ Controlador tipo II del lazo interno de corriente de los convertidores del subsistema carga.

G_v^{Fi} Controlador tipo II del lazo externo de voltaje de los convertidores del subsistema fuente.

$G_v^{\Gamma i}$ Controlador tipo II del lazo externo de voltaje de los convertidores del subsistema carga.

$G_{i_e F i_o F}(s)$ Función de transferencia de la corriente de salida i_{oF} a la corriente de entrada i_{eF} del filtro de entrada.

$G_{i_e d}^{\Gamma i}(s)$ Función de transferencia de la señal de control $d^{\Gamma i}$ a la corriente de entrada $i_e^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.

$G_{i_e i_o}^{Fi}(s)$ Función de transferencia de la corriente de salida i_o^{Fi} a la corriente de entrada i_e^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.

$G_{i_e i_o}^{\Gamma i}(s)$ Función de transferencia de la corriente de salida $i_o^{\Gamma i}$ a la corriente de entrada $i_e^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.

$G_{i_e v_{BUSF}}^{\Gamma 1}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{BUSF} a la corriente de entrada $i_e^{\Gamma 1}$ del convertidor buck del subsistema carga.

$G_{i_e v_{BUS}}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{BUS} a la corriente de entrada i_{eF} del filtro de entrada.

$G_{i_e v_{BUS}}^{\Gamma 2}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{BUS} a la corriente de entrada $i_e^{\Gamma 2}$ del convertidor boost del subsistema carga.

$G_{i_e v_{si}}^{Fi}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{si} a la corriente de entrada i_e^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.

$G_{i_e d}^{Fi}(s)$ Función de transferencia de la señal de control d^{Fi} a la corriente de entrada i_e^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.

$G_{v_o v_{BUSF}}^{\Gamma 1}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{BUS} a la tensión de salida v_o^{BUSF} del filtro de entrada.

$G_{v_o d}^{Fi}(s)$ Función de transferencia de la señal de control d^{Fi} a la tensión de salida v_o^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.

$G_{v_o d}^{\Gamma i}(s)$ Función de transferencia de la señal de control $d^{\Gamma i}$ a la tensión de salida $v_o^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.

$G_{v_o v_{BUSF}}^{\Gamma 1}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{BUSF} a la tensión de salida $v_o^{\Gamma 1}$ del convertidor buck del subsistema carga.

$G_{v_o v_{BUS}}^{\Gamma 2}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{BUS} a la tensión de salida $v_o^{\Gamma 2}$ del convertidor boost del subsistema carga.

$G_{v_o v_{si}}^{Fi}(s)$ Función de transferencia de la tensión de entrada v_{si} a la tensión de salida v_o de los convertidores del subsistema fuente.

Γ_1 Subsistema carga 1.

Γ_2 Subsistema carga 2.

H_s Función de transferencia para realizar el análisis de estabilidad basado en impedancias.

H^{Fi} Ganancia sensor de lazo de voltaje de los convertidores del subsistema fuente.

$H^{\Gamma i}$ Ganancia del sensor de lazo de voltaje de los convertidores del subsistema carga.

$i_e^{\Gamma i}$ Corriente de entrada de los convertidores del subsistema carga.

i_{eF} Corriente de entrada del filtro de entrada.

i_e^{Fi} Corriente de entrada de los convertidores del subsistema fuente.

$I_L^{\Gamma i}$ Punto de operación de la corriente del inductor $i_L^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.

$i_L^{\Gamma i}$ Corriente de los inductores $L^{\Gamma i}$ del subsistema carga.

i_{LF} Corriente del inductor L_F del filtro de entrada.

I_L^{Fi} Puntos de operación de la corriente de los inductores i_L^{Fi} del subsistema fuente.

i_L^{Fi} Corriente de los inductores L^{Fi} del subsistema fuente.

$I_o^{\Gamma i}$ Punto de operación de la corriente de salida $i_o^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.

$i_o^{\Gamma i}$ Corriente de salida de los convertidores del subsistema carga.

i_{oF} Corriente de salida del filtro de entrada.
 I_o^{Fi} Puntos de operación de la corriente de salida de los convertidores i_o^{Fi} del subsistema fuente.
 i_o^{Fi} Corriente de salida de los convertidores del subsistema fuente.
 I_{out} Corriente de salida.
 L Inductor.
 $L(j\omega)$ Contorno de Nyquist.
 L^{Fi} Inductores de los convertidores del subsistema fuente.
 L_1^{Fi} Ganancia del lazo interno de corriente de los convertidores del subsistema fuente.
 $L_1^{\Gamma i}$ Ganancia del lazo interno de corriente de los convertidores del subsistema carga.
 L_2^{Fi} Ganancia del lazo externo de voltaje de los convertidores del subsistema fuente.
 $L_2^{\Gamma i}$ Ganancia del lazo externo de voltaje de los convertidores del subsistema carga.
 l_{crit} Distancia crítica entre la gráfica de Nyquist de $L(j\omega)$ y el punto crítico -1 .
 L_F Inductor del filtro de entrada.
 $L^{\Gamma i}$ Inductores de los convertidores del subsistema carga.
 M Matriz de transferencia para el análisis de estabilidad con estructura $M-\Delta$.
 M_p Porcentaje de sobretiro.
 M_S Distancia máxima permisible de la ganancia de lazo $L(j\omega)$ al punto crítico.
 μ Valor singular estructurado.
 N^{Fi} Ganancia del sensor de corriente de los convertidores del subsistema fuente.
 $N^{\Gamma i}$ Ganancia de los sensores de corriente de los convertidores del subsistema carga.
 N_{22} Matriz de transferencia para el análisis de estabilidad con incertidumbre estructurada.
 P_{out} Potencia de salida.
 q^{Fi} Señal de conmutación de los convertidores del subsistema fuente.
 $q^{\Gamma i}$ Señal de conmutación de los convertidores del subsistema carga.
 R_{Buck} Resistencia equivalente de impedancia del convertidor POL buck..
 r_{CF} Resistencia asociada al capacitor C_F del filtro de entrada.
 r_C^{Fi} Resistencias asociadas a los capacitores C^{Fi} del subsistema fuente.
 $r_C^{\Gamma i}$ Resistencias asociadas a los capacitores $C^{\Gamma i}$ del subsistema fuente.

R_{in} Resistencia incremental negativa.
 $r_L^{\Gamma i}$ Resistencias asociadas a los inductores $L^{\Gamma i}$ del subsistema carga.
 r_{LF} Resistencia asociada al inductor L_F del filtro de entrada.
 r_L^{Fi} Resistencias asociadas a los inductores L^{Fi} del subsistema fuente.
 $R_{o1,2}$ Resistencias de carga de los convertidores del subsistema carga.
 $r_C^{\Gamma i}$ Resistencias asociadas al capacitor $C^{\Gamma 1}$ del subsistema carga.
 S Función de sensibilidad.
 S^{Fi} Interruptores de los convertidores del subsistema fuente.
 S_{mx} Pico máximo de la función de sensibilidad.
 $S^{\Gamma i}$ Interruptores de los convertidores del subsistema carga.
 T Función de sensibilidad complementaria.
 $T_{MLG}(s)$ Ganancia de lazo de retroalimentación.
 t_p Tiempo pico.
 t_s Tiempo de asentamiento.
 $T_{MLG}(s)$ Ganancia de lazo para el análisis de estabilidad basado en impedancias.
 V_{BUS} Tensión en el bus de corriente directa de la nanorred.
 V_{BUSF} Tensión en la salida del filtro de entrada y tensión de entrada en el convertidor buck.
 $V_C^{\Gamma i}$ Punto de operación de la tensión del capacitor $v_c^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.
 V_C^{Fi} Puntos de operación de la tensión de los capacitores v_c^{Fi} del subsistema fuente.
 v_o^{Fi} Tensión de salida de los convertidores del subsistema fuente.
 V_{out} Voltaje de salida.
 V_P^{Fi} Ganancia del voltaje pico de la señal triangular de los convertidores del subsistema fuente.
 $V_P^{\Gamma i}$ Ganancia del voltaje pico de la señal triangular de los convertidores del subsistema carga.
 V_{REF} Voltaje de referencia de los convertidores.
 v_{si} Tensión de entrada de los convertidores del subsistema fuente.
 V_{sT} Voltaje de entrada equivalente total del subsistema fuente.
 $v_o^{\Gamma i}$ Tensión de salida de los convertidores del subsistema carga.
 W_2 Función de peso para encapsular las incertidumbre de toda la nanorred.

W_{IN} Función de peso para encapsular las incertidumbre del subsistema carga.
 W_O Función de peso para encapsular las incertidumbre del subsistema fuente.
 W_P Función de peso para análisis de desempeño nominal.
 $w_{p_{1,2}}$ Frecuencia de polos de los compensadores.
 $w_{z_{1,2}}$ Frecuencia de ceros de los compensadores.
 Z_{in} Impedancia de entrada del subsistema fuente.
 $Z_{IN_{1,2}}$ Impedancias de entrada del subsistema carga.
 $Z_{inLC}^{\Gamma 1}$ Impedancia de entrada del filtro de entrada y el convertidor buck del subsistema carga.
 $Z_{inLC}^{\Gamma 2}$ Impedancia de entrada del convertidor buck del subsistema carga.
 $Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}$ Impedancia de entrada del convertidor buck del subsistema carga.
 Z_{inT} Impedancia de entrada equivalente total del subsistema carga.
 $Z_o(s)$ Impedancia de salida del subsistema fuente.
 Z_{oLC}^{Fi} Impedancias de salida a lazo cerrado de los convertidores del subsistema fuente.
 $Z_{oLC}^{\Gamma 2}$ Impedancia de salida de los convertidores del subsistema fuente.
 Z_{oT} Impedancia de salida equivalente total del subsistema fuente.
 $Z_{oF}(s)$ Impedancia de salida del filtro de entrada.
 $Z_o^{Fi}(s)$ Función de transferencia de la corriente de salida i_o^{Fi} a la tensión de salida v_o^{Fi} de los convertidores del subsistema fuente.
 $Z_o^{\Gamma i}(s)$ Función de transferencia de la corriente de salida $i_o^{\Gamma i}$ a la tensión de salida $v_o^{\Gamma i}$ de los convertidores del subsistema carga.

Lista de publicaciones

ACEPTADO Y PRESENTADO

CONFERENCIA INTERNACIONAL

- **“Robustness study of a DC nanogrid based on a distributed generation system”**. *Saúl Méndez, Jorge Morales, Alfonso Reyes and Rafael Peña*. 2020 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)

DEDICADO A TI MAMÁ.

Agradecimientos

PARA TI PEQUEÑO LECTOR DE AGRADECIMIENTOS

¿Acaso este es el fin?, me planteo esta pregunta sentado debajo de mi árbol de higos, viendo como sus hojas caen y sus frutos marchitan. ¡Me reuso!, le grito al cielo. Un pajarito me contesta, “el árbol que te arroja con su cálida sombra antes era un fruto, que cayó al suelo”. Me deja pensante, ¡Ahora yo quiero ser un árbol!, quedo inerte por momentos. ¡NOO, ASÍ NOOO!, me grita el pajarito. Desubicado de mi mismo, cae en mi cabeza un higo y ahora entiendo...

Pero antes de continuar, quiero agradecer a muchas personas que sin su consejo y amistad no estaría escribiendo estas líneas. Comenzando por el Dr. Jorge Morales, que a pesar de sus compromisos me dedicó lo más valioso que tiene una persona, su tiempo y su conocimiento. Le agradezco mucho Doctor por además permitirme conocerlo y formarme no solo académicamente. Y a mis revisores de tesis; la Dra. Elvia, el Dr. Rafael Peña y el Dr. Homero que me brindaron su experiencia y consejos en este documento de tesis.

A mi madre, que en este periodo de vida nos tocó vivir solos y siempre encontré en ti un gran consejo y apoyo incondicional. A mi padre y mi hermana, primero una disculpa por perderme de muchos momentos juntos, los quiero mucho y los admiro. Gracias familia los amo mucho.

A ti Sandra, mi novia, te quiero agradecer por además ser mi amiga, gracias por reírte de mis chistes y encontrar el abrazo cuando me hace falta.

Mis muchachos del posgrados que los describo como los siete enanos, por nuestra diferente personalidad, pero sobre todo trabajo en equipo. Siempre recuerdo esa banca, donde nos tomábamos un momento de relajación y solo platicábamos, aunque nos estuviera cargando la Gracias Toro, Josue, Araiza, Oros, Richy y Noé. Y como dice la canción ¡ay ho, ay ho, a casa vuelvo yo!.

Los famosísimos Culones, mi pandilla de caguamas de la licenciatura, que se convirtieron en amigos verdaderos. Aunque nuestros caminos hayan tomado rumbos diferentes estoy orgulloso de ustedes. Gracias Juanma, Tavo, Lau, Erick, Chipi y la lluvia sigue cayendo, el tiempo sigue pasando y sí tu Mario, me la sigues _ _ _ _ _ (completa la oración) . Los quiero mucho, y ¡ya pónganselas!.

A mis viejos amigos, que nunca me olvido de ustedes, a ustedes le echo la culpa de muchos de mis defectos. Tengo siempre un particular recuerdo con cada uno de ustedes, en la mayoría fue divertido en otras me dio una lección de vida, muchas gracias. Andrés, Jorge, Zavalija, Fausto, Isack y Miguel.

Me tomo un momento para mencionar a muchas personas valiosas que he conocido. Alfonso, Memo, Dr. Marco, Dra. Isella, Mele, Julio, Carlos, Barbara, Piloto, Bryan, al Moy y a los chicos elemento agua.

Gracias a la grandiosa Facultad de Ingeniería, al Conacyt, a la UASLP y al Posgrado de Ingeniería Eléctrica por hacer esta una de las mejores decisiones de mi vida.

Ahora si me despido, aunque la sombra es fresca, me levanto y continuo... Feliz y comiéndome un delicioso higo.

Introducción

EL FUTURO DE LOS SISTEMAS INTEGRADOS DE DISTRIBUCIÓN DE ENERGÍA

El crecimiento mundial visto desde una perspectiva económica, va de la mano con un aumento en la demanda de energía eléctrica. En el periodo comprendido entre el 2000 al 2018 el consumo eléctrico mundial aumentó en promedio un 3 %, resultando en un crecimiento en el consumo de gas, petróleo y carbón. En consecuencia aumentaron las emisiones de CO_2 procedentes de la combustión de combustibles fósiles y se generó un incremento mundial de emisiones de gases de efecto invernadero [3]. En el año 2019, las emisiones de CO_2 procedentes de la combustión de combustibles disminuyeron ligeramente (-0.2 %), debido a que se ralentizó el consumo eléctrico mundial (+0.6 %), por causa de una desaceleración económica global y a un fuerte descenso de las emisiones de CO_2 por kWh producido [4].

En los recientes años el sistema eléctrico actual ha empezado a cambiar para adaptarse al descenso de las emisiones de CO_2 . La vertiente del sistema eléctrico de potencia (SEP) es “descentralizar, descarbonizar y democratizar” también conocida como “tres Ds”[5]. Una alternativa al SEP actual es incluir pequeños centros de generación eléctrica, para abastecer las demandas de carga local. Las primeras pequeñas plantas de generación de energía datan del año 1882, cuando Tomas Alva Edison construyó su primera planta de corriente directa (CD) en la estación de Pearl Street, Nueva York, EE.UU. La electricidad era producida por centrales de dinamos (110 V CD) y era transmitida a través de cable subterráneo de cobre a las oficinas de J.P. Morgan y New York Times. En tan solo cuatro años instaló otras 50 centrales [6]. Sin embargo, se dejaron de utilizar debido a las restricciones tecnológicas de los generadores eléctricos de corriente continua, la baja tensión de transmisión, que resulta en altas pérdidas, alto costo del cable de cobre y la pequeña área de transmisión. Con el tiempo, los beneficios de la corriente alterna (CA) por Westinghouse en gran medida influenciada por Nikola Tesla ganó la batalla de la *Guerra de las*

Corrientes. Se generó aceptación global de la CA por el uso del transformador, el cual podía transmitir energía eléctrica a una alta tensión, con pequeñas pérdidas y tener mayor cobertura.

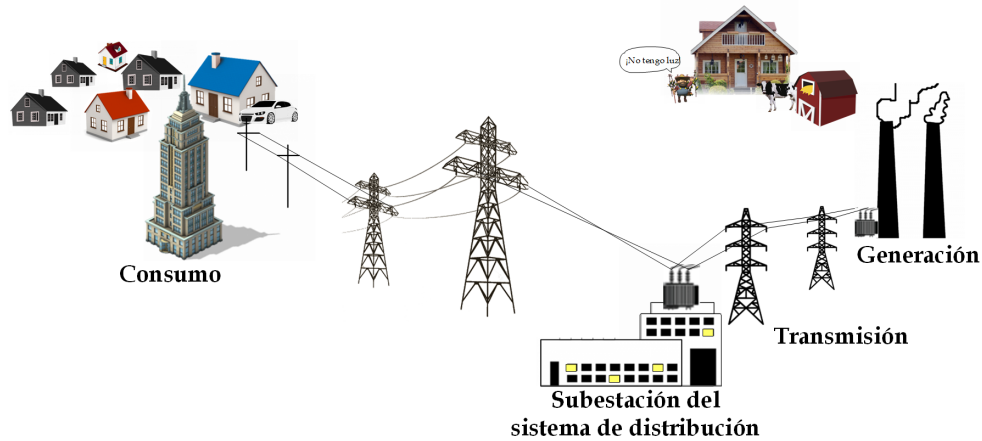


Figura 1: Dibujo esquemático del sistema eléctrico convencional.

Con las alternativas tecnológicas que existen actualmente se busca readaptar el SEP siguiendo los requerimientos de las “tres Ds”, pero ahora incorporar los beneficios de la generación de energía eléctrica lo más cerca posible al lugar de consumo. La ventaja en comparativa al siglo XIX son los beneficios de los avances de la tecnología moderna y el respaldo de la red del sistema eléctrico, a esta alternativa se le llama, generación distribuida (GD).

GENERACIÓN DISTRIBUIDA

Los sistemas de generación distribuida tienen diferentes características. Las características más importantes son [7]:

- Generación en pequeña escala instalada cerca del lugar de consumo.
- Producción de electricidad a través de instalaciones de potencia reducida, comúnmente por debajo de 1,000 kW.
- Generación de energía eléctrica mediante el empleo de tecnologías eficientes, destacando la cogeneración, con la cual se maximiza el uso de los combustibles utilizados.

Los sistemas de generación distribuida se integran como una alternativa dentro del sistema eléctrico actual. El funcionamiento de la nueva generación de equipo electrónico es gracias al continuo avance en la tecnología de semiconductores que incrementan la velocidad de procesamiento y la densidad funcional de los sistemas electrónicos. Hoy en día, la energía se procesa en sistemas de potencia distribuida

(SPD), caracterizado por las funciones de procesamiento de energía en varias unidades a diferencia con un sistema centralizado donde toda la energía se procesa en una fuente de alimentación [8]. Por lo tanto los SPD se utilizan para proporcionar energía confiable mediante convertidores electrónicos de potencia a través de múltiples sistemas primarios y secundarios de fuentes de energía y diferentes niveles de almacenamiento de energía [9].

Gran parte de los sistemas de GD basados en fuentes alternas de energía (paneles fotovoltaicos, celdas de combustible, etc.) requieren un SPD para gestionar su energía. Los beneficios de utilizar sistemas de GD se deben de combinar con los beneficios del SEP actual. Un ejemplo de la siguiente generación del sistema eléctrico de potencia se muestra en la Figura 2, donde se busca minimizar la generación de energía eléctrica mediante el uso de combustibles fósiles, utilizando fuentes de energía alternativa. Así como proporcionar mayor presencia al voltaje de CD como medio de distribución bajo el uso de microrredes y nanorredes que funcionen de manera aislada o interconectadas a la red eléctrica.

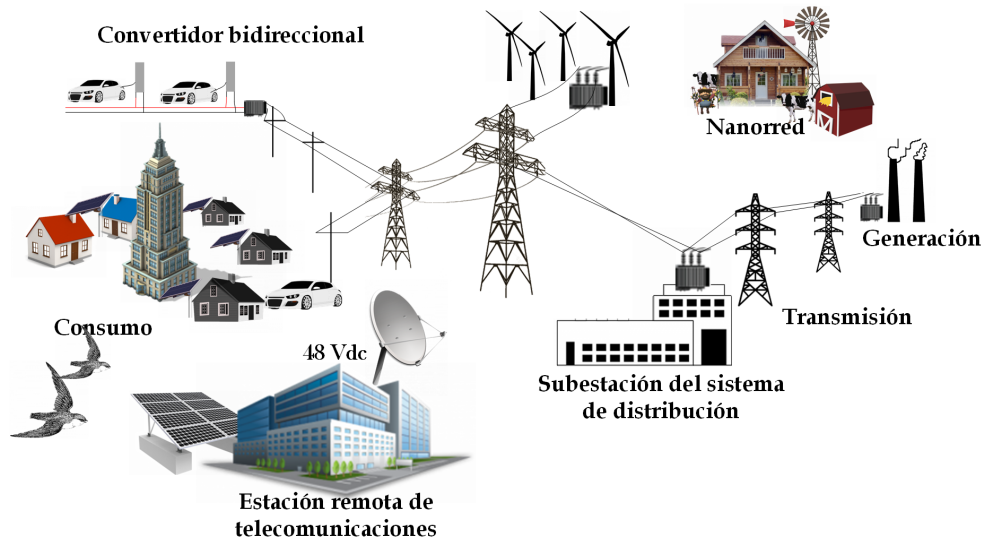


Figura 2: Dibujo esquemático de una perspectiva del futuro sistema eléctrico.

1

Antecedentes

En este Capítulo se presenta el concepto y las características de una nanorred. Además, se describen de manera general algunos métodos para el análisis de estabilidad nominal y estrategias de estabilización que se han reportado en la literatura.

1.1. CONCEPTO Y CARACTERÍSTICAS

Es importante conocer el concepto y las características de las nanorredes, para identificar las diferencias y similitudes que se comparten con otros SPD. Un ejemplo es la relación existente de las características entre una nanorred y una microrred.

1.1.1. DEFINICIÓN

La nanorred y microrred son conceptos no claramente definidos, pero varios autores comparten definiciones en su mayoría con características similares. Un par de definiciones de microrred [10], la primera establecida por el proyecto *European MICROGRIDS* y la segunda por el *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions* (CERTS) definen MR como [10]:

“Una red de distribución de baja tensión compuesta por varios sistemas de GD, dispositivos de almacenamiento y cargas controlables que funcionan interconectadas

o aisladas de las principales redes de distribución”.

“La incorporación de cargas y microfuentes que funcionen como un único sistema que proporcione tanto energía como calor”.

Mientras en México, la Secretaría de Energía (SENER) es la encargada de emitir las bases del mercado eléctrico a través del Diario Oficial de la Federación (DOF), se presenta la siguiente definición [11]:

“Grupo de cargas y recursos de generación distribuidos con demanda máxima menor que 5 MW, con fronteras eléctricas claramente definidas que se comporta como una sola entidad y que no puede conectarse a la Red Nacional de Transmisión o a las Redes Generales de Distribución para permitir la operación interconectado a éstas”.

Todas las definiciones son consistentes con la idea general de generación de energía a través de sistemas de GD. El término nanorred nace con la finalidad de particularizar algunas características con respecto a las microrredes. En [9], los autores presentan una definición de nanorred:

“Una nanorred es un sistema de distribución de energía para una casa /edificio pequeño, con la capacidad de conectarse o desconectarse de otras entidades de energías a través de una puerta de enlace. Consiste en la producción de energía local que alimenta las cargas locales, con la opción de utilizar almacenamiento de energía y / o un sistema de control”.

Existen muchas características que se comparten entre una nanorred y una microrred, la diferencia radica que cambian en términos estructurales. Por ejemplo, una microrred puede ser un campus universitario o un fraccionamiento y una nanorred un edificio del campus universitario o una unidad habitacional del fraccionamiento. En términos de jerarquía una nanorred está contenida dentro de una microrred.

1.1.2. CARACTERÍSTICAS

En el cuadro sinóptico de la Figura 1.1 se muestra una clasificación de las características de microrredes y nanorredes.

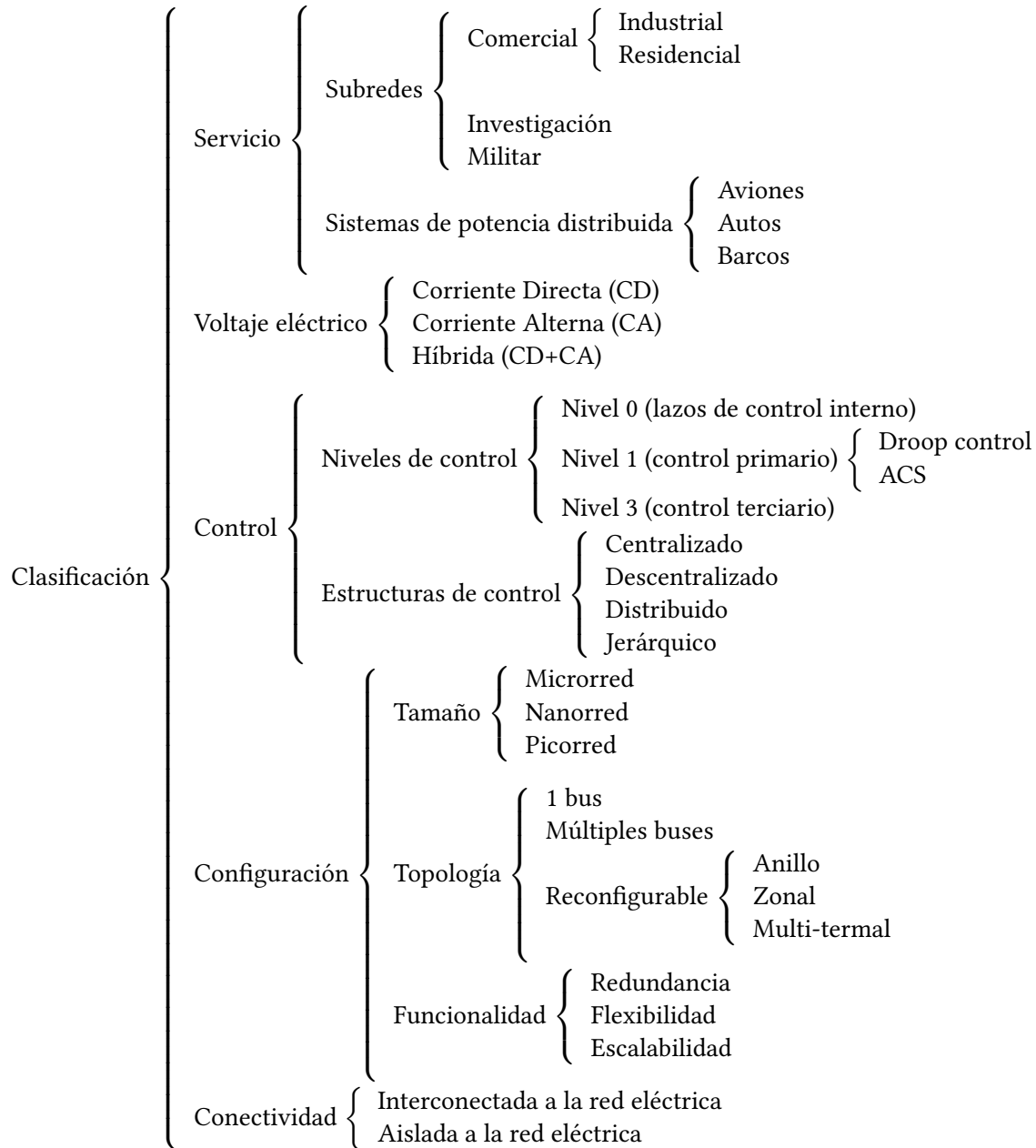


Figura 1.1: Clasificación de microrredes.

1. **Servicio:** en los últimos años se ha incrementando el uso de las redes con sistemas de GD. Otros sectores como el sector militar o telecomunicaciones utilizan las redes para garantizar seguri-

dad física y ciberseguridad [12]. En términos comerciales en el sector industrial se disminuyen los costos de la operación y ofrece la alternativa de continuar con la demanda en caso de sufrir interrupciones. En el sector domiciliario con las nanorredes se genera una menor ganancia desde el punto de vista económico por cada hogar debido a los bajos niveles de potencia, pero se contrarresta con la cantidad de hogares existentes. Además, en algunos casos aporta ahorros significativos para proveer energía a lugares de difícil acceso. El desarrollo de las nanorredes se debe de enfocar a las nuevas necesidades de los hogares. Los nuevos requerimientos son cargas electrónicas. La Figura 1.2 muestra una perspectiva de un futuro hogar convencional; la iluminación LED, las estufas de inducción, las lavadoras dejaron atrás al motor por inducción de cambio de polos y pasaron a un motor sin escobillas y las nuevas tecnologías (televisión, celular, etc.) utilizan CD para su funcionamiento [9]. Asimismo aplicaciones no estacionarias de SPD como autos, barcos y aviones están desplazando al motor de combustión por el motor eléctrico y en un futuro próximo integrar sistemas de GD de fuentes alternas de energía.

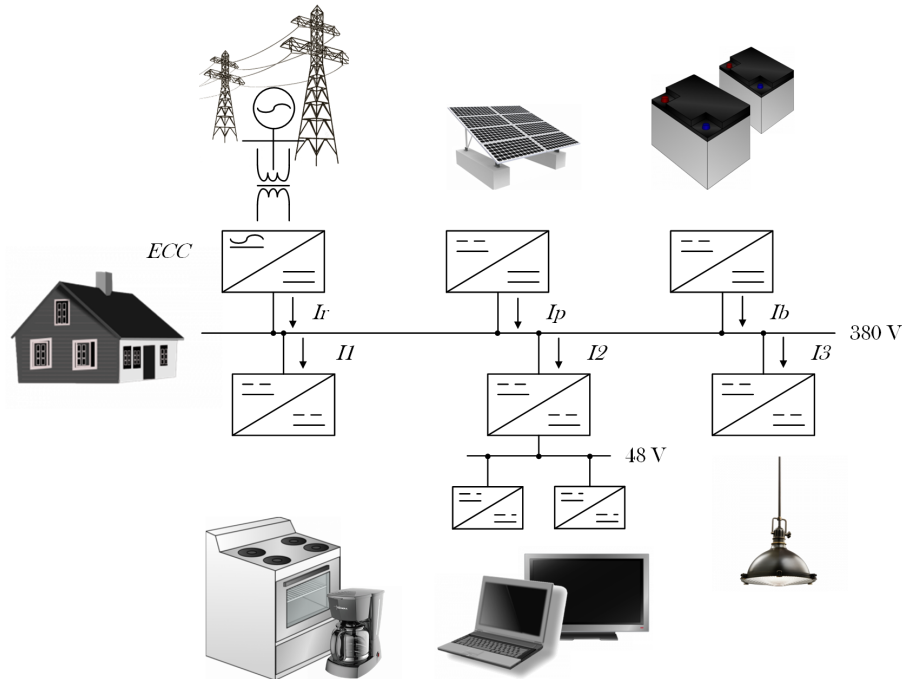


Figura 1.2: Una nanored domestica basada en CD.

2. **Conectividad:** con respecto a la operación de las microrredes se pueden clasificar de acuerdo a las siguientes características.

a) **Interconectado a la red:** la mayoría de las nanorredes y microrredes son conectadas a la red de distribución para evitar cortes de energía y aumentar la eficiencia operacional. La

norma IEEE 1547 define los requerimientos para la interconexión de recursos distribuidos con sistemas de energía eléctrica [13].

b) **Modo isla:** la nanored no requiere de la interconexión a la red eléctrica, lo cual es una solución para proveer energía a zonas de difícil acceso como comunidades rurales [14]. En el modo isla existe un desequilibrio entre la energía eléctrica generada y la consumida, también se debe asegurar que la capacidad de potencia sea suficiente para soportar las cargas locales. Una de las soluciones a esta situación es conectar varias nanoredes juntas para permitirles compartir la energía eléctrica [15].

3. **Control:** en el aspecto del control usado en microrredes se pueden clasificar los diferentes modos e implementación siendo descrito a continuación.

a) **Niveles de control:** existen varias alternativas para clasificarlos, donde la principal diferencia es cubrir el nivel cero y nivel uno dentro del control primario. Estos niveles son capas que proporcionan la referencia del nivel anterior, por lo tanto conforme aumenta la complejidad del sistema disminuye el ancho de banda [10, 14, 16, 17, 18].

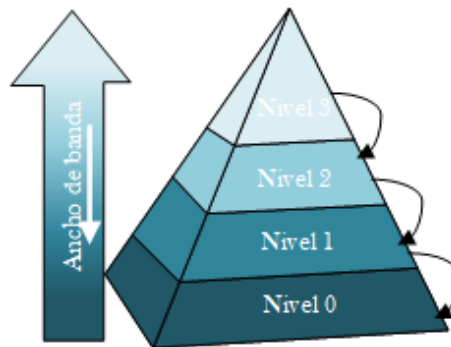


Figura 1.3: Diagrama esquemático de los diferentes niveles de control en una microrred.

- 1) **Nivel 0 (bucles de control interno):** los aspectos de regulación de corrientes y/o voltajes están integradas en este nivel, a través de esquemas de control retroalimentados y realimentados basados en técnicas de control lineales y no lineales. Además el problema de estabilidad se aborda en forma individual para cada convertidor.
- 2) **Nivel 1 (control primario):** se utiliza para generar la referencia del nivel 0, además de que no requiere comunicación entre los convertidores de potencia.
- 3) **Nivel 2 (control secundario):** asegura que los niveles eléctricos en la microrred se encuentren en los valores requeridos. Un controlador central de la microrred y una red de comunicación se implementan para ajustar la referencia para el nivel 1.

- 4) **Nivel 3 (control terciario):** este nivel de producción de energía controla el flujo de energía entre la microrred y la red u otras microrredes (genera las referencias para el nivel dos).
- b) **Estructuras de control:** en esencia es la manera de implementar los niveles de los controles. Desde una perspectiva de comunicación, la estructura de control es utilizada para adquirir información de todo el sistema y controlar de una manera global los SPD. Se divide en cuatro categorías (Figura 1.4). Las cuales son descritas a continuación [19, 16, 17].

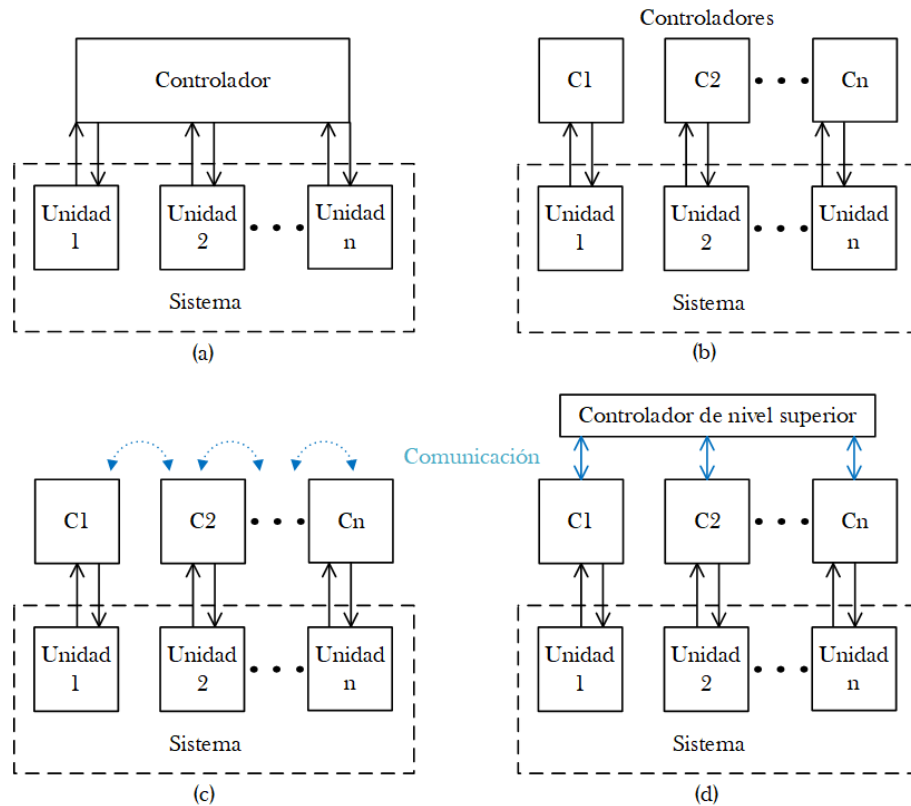


Figura 1.4: Estructuras básicas de control; (a) centralizado, (b) descentralizado, (c) distribuido, (d) jerárquico.

- 1) **Centralizado:** esta estructura recopila los datos de todos los componentes y ejecutan procedimientos de control y gestión en el controlador para lograr un funcionamiento adecuado y eficiente.
- **Ventajas:** es útil en pequeñas microrredes al recopilar información limitada. Las microrredes con esta estrategia logran una gran observabilidad y controlabilidad de todo el sistema.
 - **Desventajas:** la principal desventaja es utilizar un único controlador central, debido a que si existe un solo fallo en el controlador central, el sistema perderá todas

las funciones. Otra desventaja es menor flexibilidad y capacidad de expansión.

- 2) **Descentralizado:** se refiere a los métodos de control que no requieren información de otras partes del sistema. El controlador regula la unidad respectiva con sólo información local.
 - **Ventajas:** no requiere comunicación en tiempo real ni un controlador central. Además, beneficia la escalabilidad del sistema de una manera simple y es la base de otras estructuras de control más avanzadas utilizadas para requerimientos más complejos.
 - **Desventajas:** la falta de comunicación limita la posibilidad de lograr comportamientos globales coordinados.
- 3) **Distribuido:** los controladores se comunican entre ellos a través de líneas de comunicación para que la información esencial sea compartida entre cada sistema local con el fin de facilitar un comportamiento coordinado de todas las unidades.
- 4) **Jerárquico [15]:** es un tipo de control donde las funciones sencillas son implementadas en los controladores locales para garantizar una operación básica del sistema, mientras aquellos requerimientos con tareas coordinadas son realizados con un control central más avanzado.

4. **Voltaje eléctrico:** existen diferentes modos de operación dependiendo del tipo de manejo de la energía

a) **Bus de corriente alterna (CA) [9, 10, 14]**

- 1) **Ventajas:** el sistema de distribución eléctrico actual es a través de CA, además la mayoría de las aplicaciones que necesitan mayores niveles de potencia es mediante CA.
- 2) **Desventajas:** la CA tiene conversiones adicionales que se llevan a cabo para asegurar la alimentación correcta a la nueva generación de cargas. Estas conversiones adicionales son donde la nanorred de CA pierde eficiencia. Con el uso de CA se tienen otras problemáticas, por ejemplo, la existencia de armónicos, de potencia reactiva y la necesidad de corrección del factor de potencia.

b) **Bus de corriente directa (CD)**

- 1) **Ventajas:** una de las principales ventajas es evitar la doble conversión de la transformación de CD-CA-CD, donde existe pérdida de eficiencia. En [20], se realizó un estudio comparativo en Japón entre dos complejos residenciales, uno usando una microrred de CD y otro mediante una microrred de CA durante un año. El resultado del cálculo de pérdidas mostró que las pérdidas totales en el sistema de corriente continua

son aproximadamente un 15 % inferiores a las pérdidas en el sistema de corriente alterna. Múltiples aplicaciones se han desarrollado con sistemas de distribución de CD [12], uno de los más notorios es en el área de las telecomunicaciones 48 V, con eficiencia de (99.999 %).

2) **Desventajas:** el sistema de protección es uno de los principales retos dentro de las microrredes de corriente directa, dado que no se puede utilizar el sistema de detección de cruce por cero de los sistemas de CA. En [13, 21], se analizan los principales métodos de protección.

c) **Bus de corriente alterna y directa (CA-CD):** en un sentido estricto existen artículos que de manera más detallada analizan las ventajas y desventajas en diversas aplicaciones dentro de los sistemas de potencia distribuida e intentan buscar la respuesta a la pregunta. ¿Bus CA o bus de CD? y comparan en un sentido de eficiencia, protección, costo, calidad, estabilidad, etc., [19, 9, 10, 14].

d) **Híbrida [9, 13]:** es una combinación entre arquitecturas de CA y CD. Se utilizan para garantizar la disponibilidad de energía y la fiabilidad mediante convertidores CD-CA. Los convertidores son utilizados como interfaz para gestionar los flujos de potencia de manera eficiente. Un ejemplo de una microrred híbrida es utilizar un bus de CD para componentes de CD (paneles fotovoltaicos y los sistemas de almacenamiento) y un bus de CA para componente de CA (turbinas eólicas y la red eléctrica) e interconectar los buses mediante un convertidor bidireccional para gestionar la energía.

5. **Topología:** dentro de las topologías más utilizadas se subdividen en tres categorías [10, 13, 14].

a) **Bus CD:** es la topología más utilizada en diferentes aplicaciones. Se conectan las fuentes y las cargas al bus de CD de manera directa. Dentro de la topología existen alternativas respecto a la forma de conectar la batería; conectar la batería directamente o utilizar convertidores CD-CD para gestionar la energía. Otra variante al bus de CD es utilizar un bus bipolar para conseguir tres distintos modos de operación.

b) **Múltiple-bus:** proviene de la topología de un bus de CD, pero con la ventaja de utilizar múltiples bus para ofrecer una mayor disponibilidad y confiabilidad.

c) **Reconfigurable:** el propósito de utilizar una topología reconfigurable es incrementar la seguridad durante las fallas eléctricas y auxiliar durante el periodo de mantenimiento del equipo. En [13], se describen tres diferentes alternativas con diferentes objetivos:

- 1) Anillo.
- 2) Zonal.
- 3) Multi-terminal.

6. **Funcionalidad [13]:** todo lo anterior describe características de un SPD. La mejor opción proviene de la aplicación y las necesidades requeridas. Independientemente de la aplicación otras características deseadas desde un aspecto funcional en el sistema para aportar mayores beneficios son: redundancia, flexibilidad y escalabilidad.

- a) **Redundancia:** fuente de alimentación redundante para las cargas con una confianza mínima en la comunicación.
- b) **Flexibilidad:** posibilidad de reconfigurar el sistema en línea durante fallos y/o formar grupos de subredes.
- c) **Escalabilidad:** posibilidad de añadir o quitar unidades sin afectar la operación de las subredes.

1.2. ESTABLECIMIENTO DEL PROBLEMA

Los SPD consisten en un gran número de dispositivos electrónicos de potencia en paralelo, en cascada, configuraciones de apilamiento y división de cargas y fuente para lograr la transferencia de energía entre fuentes de alimentación y cargas. [22]. En la mayoría de los casos para regular el nivel de voltaje y corriente se utilizan convertidores regulados de manera individual y aunque estos subsistemas sean estables, no se garantiza de que el sistema combinado sea estable. Si existe una interconexión entre dos o más subsistemas interconectados puede existir una inestabilidad en el sistema [23]. En la Figura 1.5 se muestran dos convertidores en cascada, donde el convertidor de carga opera a carga de potencia constante (CPL, *Constant Power Load*) [16, 17, 22, 23, 24, 25].

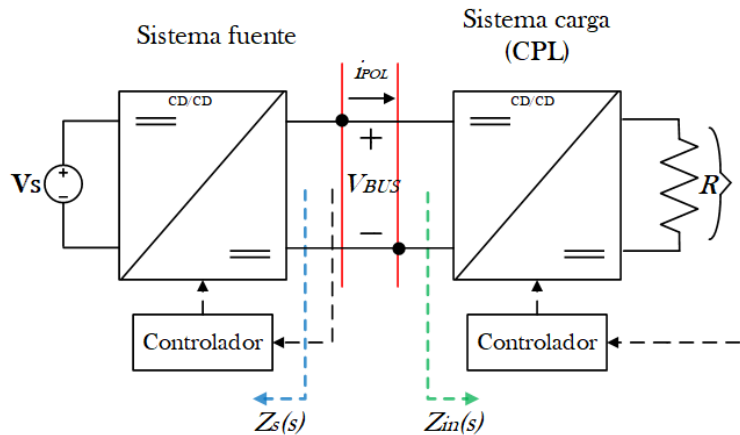


Figura 1.5: Convertidor CD-CD con carga resistiva se comporta como una carga de potencia constante (CPL).

Para obtener potencia constante se requieren convertidores (POL, *Point of Load*), que son convertidores regulados en voltaje o en corriente. Las características dinámicas de un CPL ideal se muestran en la Figura 1.6. La carga del subsistema fuente es el convertidor POL, los convertidores POL son percibidos como cargas resistivas con un comportamiento no lineal negativo, ésta característica es llamada resistencia negativa incremental (NIR, *Negative Incremental Resistance*), la cual es expresada por:

$$R_{in} = \frac{\partial v_{DC}}{\partial i_{POL}} = \frac{\partial}{\partial i_{POL}} \left(\frac{P}{i_{POL}} \right) = -\frac{P}{I_{POL}^2} \quad (1.1)$$

donde v_{DC} e i_{POL} son el voltaje de entrada y la corriente del convertidor POL, P es la potencia constante consumida en la resistencia R e I_{POL} es el valor de estado estable de i_{POL} . La característica de la resistencia de entrada R_{in} es mostrada en la Figura 1.6 donde se muestra la relación de los cambios en la tensión de entrada con respecto la corriente de entrada y este valor depende del punto de operación del convertidor. Para describir el fenómeno NIR, se considera que el controlador del voltaje del convertidor POL funciona adecuadamente, esto es que el controlador está sintonizado para ajustar el ciclo del trabajo para mantener el voltaje en la carga constante, aun en presencia de perturbaciones en el bus de CD. Por lo tanto, en caso de que v_{DC} disminuya, la i_{POL} aumentará para mantener la potencia constante CPL, lo que causa que el convertidor POL se comporte como una resistencia, que reduce el amortiguamiento de manera no lineal. Este efecto no lineal no sucede si la salida de voltaje del convertidor es menor que el voltaje de referencia V_{ref} . En esta situación el control satura el ciclo de trabajo haciendo que el interruptor se mantenga cerrado, en consecuencia el convertidor POL pierde su característica CPL y se comporta como un resistencia lineal [26, 22].

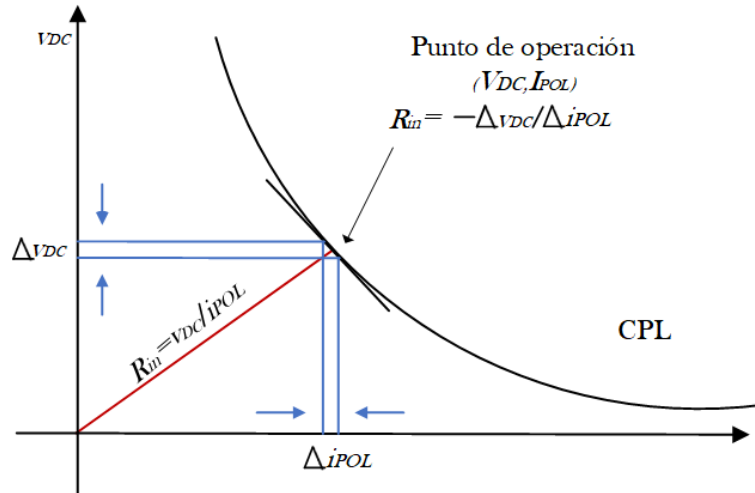


Figura 1.6: Curva V-I de la resistencia negativa incremental.

En los SPD existen diferentes tipos de interconexiones que originan la característica de CPLs (Figura 1.7), pero los efectos ocasionados por la interconexión son los mismos. Los efectos se muestran en la Tabla 1.1, los cuales originan una reducción en la resistencia equivalente del sistema, lo que provoca oscilaciones o el colapso del sistema.

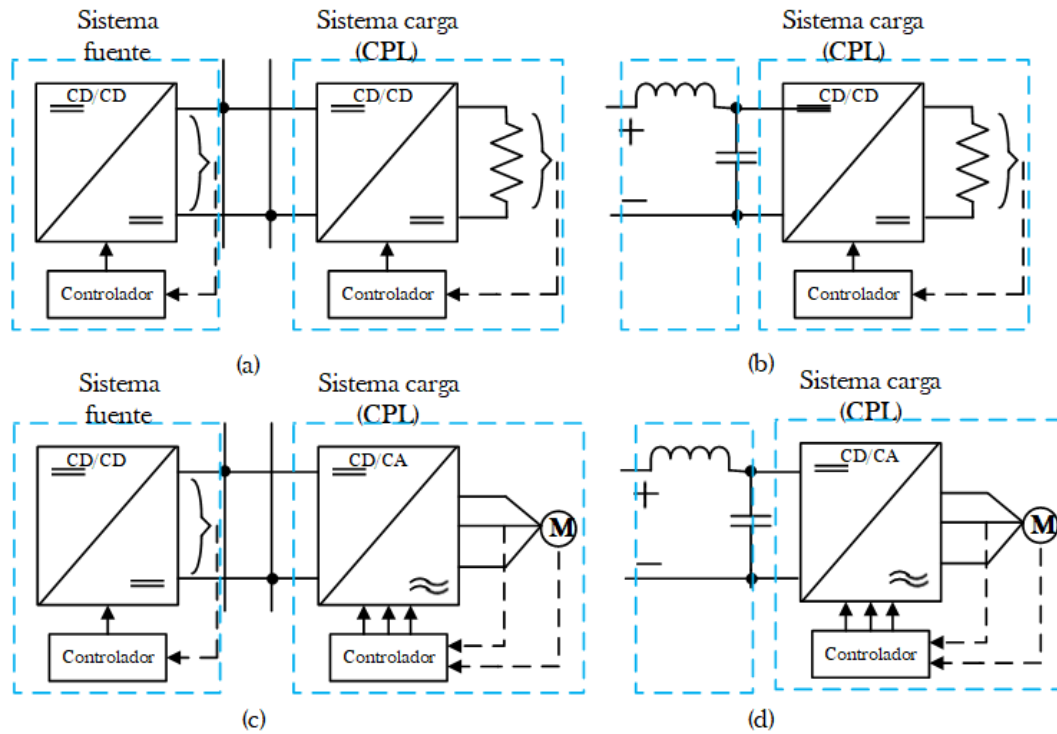


Figura 1.7: Configuraciones CPL y fuente; (a) regulador de tensión CD/CD con convertidor CD/CD, (b) regulador de tensión CD/CD con filtro LC de entrada, (c) inversor regulado con convertidor CD/CD ascendente, (d) un filtro LC de entrada de accionamiento del inversor regulado [1].

Tabla 1.1: Efectos de las CPL en los SPD de CD [27].

Núm.	Efecto de CPL.
1	Reduce la resistencia equivalente del sistema.
2	Alta corriente de entrada a medida que el voltaje se acumula lentamente desde su valor inicial.
3	Reducción del amortiguamiento del sistema.
4	Provoca una oscilación de ciclo límite en el voltaje y las corrientes del bus de CD
5	Puede conducir al colapso de voltaje.

1.3. ESTABILIDAD EN SISTEMAS DE POTENCIA DISTRIBUIDA

La estabilidad de los SPD es la propiedad más importante que se debe de satisfacer en este tipo de sistema. Como se mencionó, en algunas ocasiones existe la inestabilidad por la interconexión de subsistemas estables. Si se satisface el análisis de estabilidad entre subsistemas interconectados, se logra dar sencillez al diseño, al evitar desarrollar todo el sistema en un conjunto. Existen varios métodos para analizar la estabilidad utilizando herramientas de sistemas lineales y no lineales. Garantizar estabilidad mediante técnicas no lineales en presencia de dinámicas no lineales puede ser una alternativa porque se garantiza estabilidad global, pero es complicado de estudiar al ser un método complejo analítica y computacionalmente difícil para grandes sistemas de electrónica de potencia. Por otra parte, utilizar herramientas lineales significa garantizar estabilidad entorno a un punto de operación, las dos herramientas más utilizadas son; el cálculo de los eigenvalores y un método basado en impedancias. Estos tienen la ventaja de requerir menos esfuerzo computacional e incluir el impacto de la dinámica del controlador y la impedancia de la red; por lo tanto, estos dos métodos son adecuados para el análisis de estabilidad en los SPD. Para analizar la estabilidad mediante el método de eigenvalores se requiere conocer el modelo analítico en espacio de estados del sistema, su ventaja es que analiza la estabilidad de todo el sistema en torno a un punto de operación. Mientras el método basado en impedancias requiere analizar diferentes puntos de interconexión, pero con la ventaja de ser una herramienta que puede predecir oscilaciones por la interconexión entre los subsistemas. Además, cuando el sistema es considerado una caja negra, la impedancia de los subsistemas se puede obtener por mediciones experimentales o por el método de perturbación [28].

Este trabajo aborda el análisis de estabilidad mediante el método basado en impedancias, debido a la opción de escalabilidad y la posibilidad de predecir oscilaciones en el sistema. Para abordar el problema de estabilidad este existen diferentes enfoques, el más sencillo solo se interesa en garantizar estabilidad nominal y la gran mayoría en establecer ciertos márgenes de desempeño nominal para todo el sistema.

1.3.1. ESTRATEGIAS DE ESTABILIZACIÓN

Existen varias técnicas para compensar el efecto de inestabilidad en microrredes y/o nanorredes [22, 29], la forma más común es realizar una modificación de Hardware. Una alternativa es incrementar el amortiguamiento pasivo en la salida del convertidor fuente, su propósito es suavizar el pico resonante del filtro de entrada mediante la adición de filtros RC-paralelo, RL-paralelo y RC-serie. La desventaja se centra en el incremento de costos y la suma de elementos disipativos [16, 17, 22, 23, 30]. El aspecto de la eficiencia motiva a los diseñadores a buscar resistencias sin pérdida (LFR, *loss-free resistors*) [24], la desventaja es que requiere elementos extra (interruptores, inductores y transformadores).

Otra alternativa es usando amortiguamiento activo, que es una solución para resolver el problema de inestabilidad. Se involucra la modificación del lazo de control para crear el efecto de amortiguamiento

pasivo. El objetivo es que la ganancia de lazo $T_{MLG}(s)$ satisfaga algunos de los criterios de estabilidad basado en impedancias. Existen variantes con lazos de control para asemejar la resistencia virtual [31, 32, 33]. Es interesante notar que la resistencia virtual es equivalente al droop control, aunque se utiliza exclusivamente para propósitos de amortiguación activa en lugar de compartir corriente entre múltiples fuentes.

Dado que las características de CPL son de tipo no lineal, una alternativa es controlar el sistema a través de técnicas de control no lineal, algunos ejemplos son; control por modo deslizante (SMC, *Sliding Mode Control*) [24, 25, 27, 1, 34], el cual es un controlador robusto que elimina la inestabilidad de señal grande, por lo tanto asegura la estabilidad del sistema a señal grande. Además, de técnicas basadas en pasividad [35], métodos geométricos, linealización por retroalimentación, entre otros.

En [1, 16, 17, 22, 27, 29] se muestra información más detallada de técnicas de compensación tanto lineal como no lineal. Muchas de las técnicas de control no lineal son complicadas en los sistemas de potencia distribuida, ya que requieren el conocimiento muy detallado de la planta o se debe garantizar estabilidad mediante una función candidata de Lyapunov, lo cual reduce la escalabilidad en el sistema. Una tendencia muy fuerte es utilizar técnicas de estabilización lineal, que aunque solo son válidas en la vecindad al punto de operación, se ha demostrado que resultan ser muy eficientes. Además, existe la alternativa de realizar el control de los subsistemas de manera independiente, para después garantizar la estabilidad global del sistema interconectado.

1.4. ESTADO DEL ARTE

El estado del arte se basa en la revisión de diferentes estrategias de análisis de estabilidad para distintos SPD, con mayor énfasis en microrredes y nanorredes de CD. Anteriormente se mencionó que una de las alternativas para analizar la estabilidad de los SPD de CD es con técnicas lineales, a continuación se muestran algunos otros ejemplos de técnicas lineales. En [36], se realiza un análisis de estabilidad nominal utilizando el criterio basado en impedancias con el uso de la ecuación característica $1 + T_{MLG}(s)$. En la microrred de CD se aborda la característica de tener CPLs en la carga y se utiliza la impedancia virtual como estrategia de estabilización para la microrred. En [15], se realiza un análisis de estabilidad nominal de una nanorred de CD con estructura de control jerárquica. El modelado se basa en el modelo de pequeña señal de toda la nanorred a través de la función de transferencia y con su ecuación característica se verifica que los polos estén en el lado izquierdo del plano s . Por último, en [37] se realiza un análisis de estabilidad nominal en un SPD incorporando los convertidores POL en la carga. El estudio de estabilidad se basa en el método basado en impedancias con el criterio de Nyquist, además se demuestra experimentalmente el efecto de oscilaciones al no existir un margen de fase (PM, *PhaseMargin*) infinito. Además, incorpora dentro del análisis de estabilidad los modos de operación de una batería con convertidor bidireccional.

En [38], se aborda una microrred de CD con una estructura de control descentralizada, dentro del

sistema se tiene la problemática de cargas con la característica de CPL. Se muestran dos estrategias de estabilización y su análisis de estabilidad consiste en identificar los eigenvalores de la matriz Jacobiana para mantener condiciones suficientes de estabilidad, por lo que el resultado establece un rango de estabilidad más amplio si se cumplen las condiciones de los parámetros.

El interés en este trabajo radica en garantizar estabilidad robusta, que se centra en asegurar estabilidad aún en presencia de incertidumbres paramétricas. En [39], se presenta una microrred de 9 buses de CD que utilizan un droop-control que garantiza la estabilidad robusta local ante algún rango de incertidumbres generadas por las CPLs, esto se soluciona obteniendo un conjunto de soluciones suficientes que se pueden verificar a través de problemas de optimización convexa. En [40], se modela y se presenta una arquitectura de control robusto distribuida para una red de convertidores en paralelo. Los objetivos son la regulación de tensión del bus CD aún en presencia de incertidumbre en la carga demandada. El análisis se simplifica estudiando un sistema equivalente y hace que el sistema requiera resolver solamente un problema de optimización. Algunos sistemas aplican controladores no lineales robustos como el control por modos deslizantes [1], otros desde el enfoque lineal hacen uso de estrategias de control robusto con herramientas de H_∞ o síntesis de control basada en μ . En [41], se analiza la estabilidad robusta de un control de voltaje y corriente, que consiste en un controlador SMC de un sistema de generación distribuida de CA de manera aislada. Para el análisis de estabilidad robusta se utiliza el método estructurado o análisis μ , sus resultados demuestran que los parámetros del controlador se pueden ajustar y verificar para satisfacer un determinado requisito de rendimiento transitorio y al mismo tiempo garantizar estabilidad bajo incertidumbres en los parámetros del sistema y variaciones de carga. En [42], se presenta una microrred de CA aislada. Se utilizan dos estrategias de control robusto diferentes en la capa secundaria, la primera utiliza un controlador H_∞ y la segunda utiliza una síntesis de control basada en μ , se garantiza estabilidad robusta a partir del Teorema de Pequeña Ganancia. Aunque los dos últimos artículos corresponden a estructuras de CA, las herramientas para garantizar estabilidad se pueden utilizar para sistemas de CD.

Esté trabajo de investigación se centra en garantizar estabilidad robusta a través del método basado en impedancias, ya que este método es el más utilizado. En [43], se realiza uno de los criterios de estabilidad basado en impedancia que garantiza estabilidad robusta con una gráfica tridimensional formada por un conjunto de familias de impedancias generadas mediante variaciones paramétricas. Sin embargo, no utiliza técnicas de control robusto. Un trabajo preliminar a este se presenta en [44], que utiliza la ganancia de lazo considerando incertidumbre multiplicativa en la carga para demostrar analíticamente estabilidad entre un filtro de entrada y un convertidor buck regulado.

1.5. DISCUSIÓN, OBJETIVO Y ALCANCE DE LA INVESTIGACIÓN

1.5.1. DISCUSIÓN

Al conocer las características de una nanored de CD y las similitudes que se tienen con otros sistemas el panorama se hace más grande para abordar de una mejor manera el problema. El principal requerimiento en los SPD es garantizar la estabilidad, la cual en la mayoría de los casos es comprometida con el uso de cargas controladas, por su dinámica no lineal. Para el diseño de la nanored se opta por desarrollar los convertidores de manera individual y garantizar la estabilidad del sistema interconectado. Para el análisis de estabilidad se propone el método basado en impedancias, porque a diferencia de otros métodos tiene como alternativa generar los datos para el análisis con mediciones en el sistema, además de aportar información sobre el desempeño de este. Por último, a diferencia de lo que se encuentra mayormente en la literatura, se plantea resolver el problema de garantizar la estabilidad ante incertidumbres paramétricas con un método analítico a partir de la ganancia de lazo del sistema.

1.5.2. OBJETIVO GENERAL

Realizar análisis de robustez de una nanored de CD para el estudio de las características estáticas y dinámicas de estos sistemas.

1.5.3. OBJETIVOS PARTICULARES

- Establecer las características de la NR.
- Diseñar de manera aislada los convertidores de electrónica de potencia necesarios para conformar la NR.
- Garantizar estabilidad nominal para integrar los convertidores necesarios para satisfacer los requerimientos.
- Establecer un procedimiento o proceso para el análisis de estabilidad robusta bajo el escenario de nanoredes.

1.6. ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO DE TESIS

En el Capítulo 2 se describen las características de la nanored propuesta para este trabajo de investigación, además de los elementos necesarios para satisfacer las características generales. Por último se presenta el modelado y se describe una metodología para el control de los convertidores de electrónica

de potencia. En el Capítulo 3 se establece el marco de análisis y la obtención de la estabilidad nominal del sistema. Finalmente se realiza el análisis de estabilidad nominal de toda la nanorred para todos los modos de operación. En el Capítulo 4 se presentan conceptos de control robusto, para por último utilizar sus herramientas dentro del análisis de estabilidad robusta con el uso de las impedancias.

2

Desarrollo y modelado de una nanorred

2.1. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El esquema de la nanorred propuesto para este trabajo de investigación se muestra en la Figura 2.1. Este prototipo será útil para ejemplificar una metodología para el análisis de estabilidad robusta de un sistema de potencia distribuida. La nanorred es de un bus de CD de 48 V, el cual es un nivel de voltaje utilizado en el área de las telecomunicaciones. En el bus de CD están conectados dos subsistemas, el subsistema fuente que consiste de el tratamiento de energía suministrada por los sistemas de GD y el subsistema carga.

1. Subsistema fuente

- El subsistema fuente consiste de dos convertidores boost para el procesamiento de la energía suministrada por los sistemas de GD y para regular la tensión del bus de CD de 48 V. Se asume que estos convertidores son alimentados con un sistema fotovoltaico y una celda de combustible. En el arreglo fotovoltaico no se considera el algoritmo MPPT, porque se busca hacer un estudio de robustez del SPD de la nanorred, pero este se puede extender al análisis. Por ese motivo a la entrada de los convertidores se considera una fuente de voltaje de 24 V. Los convertidores están diseñados para entregar un máximo de potencia de 200 y 300 W respectivamente.

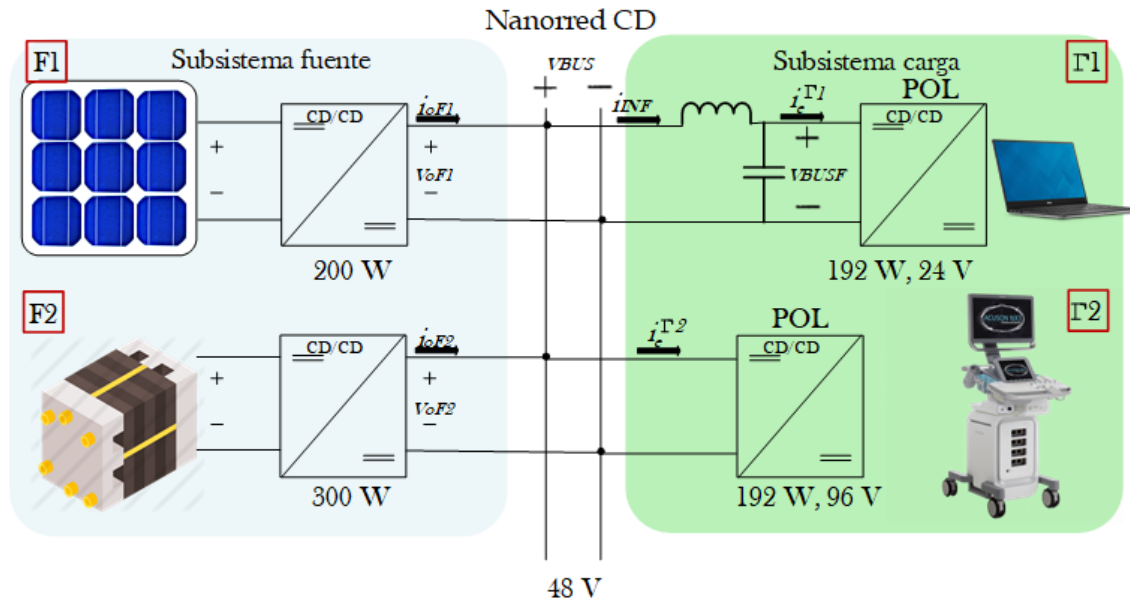


Figura 2.1: Configuración propuesta de la nanorred de CD.

2. Subsistema carga

- En el subsistema carga aborda la principal problemática de las nanorredes al utilizar convertidores POL, ya que muestran las propiedades de CPL. El primero es un convertidor buck regulado a 24 V, con un filtro en la entrada para la reducción de la corriente pulsante y el segundo un convertidor boost regulado a 96 V. Ambos convertidores se modelan con una carga resistiva con la capacidad de 192 W. La razón de utilizar 2 convertidores tanto fuente como carga es ejemplificar el análisis de estabilidad para n -convertidores en paralelo en el bus de CD.

2.2. MODELADO DE CONVERTIDORES

El primer paso para el modelado de la nanorred es generar el modelo de los convertidores que se utilizan. En el modelado de los convertidores se incluyen los efectos de los elementos parásitos en los inductores y capacitores. La razón es que las resistencias parásitas aportan al sistema condiciones realistas para tener un análisis de estabilidad menos conservador, pero sin ser tan complicado para que se mantenga un balance de complejidad [45, 46, 47].

2.2.1. CONVERTIDOR BOOST DEL SUBSISTEMA FUENTE

El circuito del convertidor utilizado en los subsistemas fuentes se muestra en la Figura 2.2. El modelo conmutado del convertidor boost (2.1) y (2.2), es no lineal y variante en el tiempo, donde q^{Fi} es el ciclo de trabajo para el estado de encendido del interruptor.

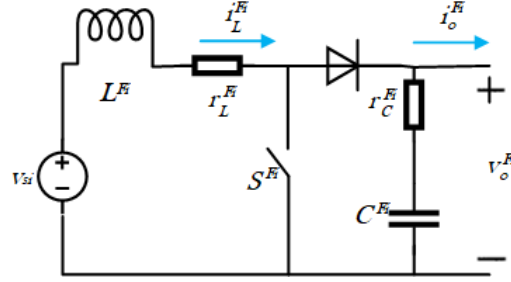


Figura 2.2: Convertidor boost del subsistema fuente.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L^{Fi}}{dt} \\ \frac{dv_C^{Fi}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L^{Fi}}{L^{Fi}} - \frac{r_C^{Fi}}{L^{Fi}} (1 - q^{Fi}) & -\frac{1}{L^{Fi}} (1 - q^{Fi}) \\ \frac{1}{C^{Fi}} (1 - q^{Fi}) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L^{Fi} \\ v_C^{Fi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_C^{Fi}}{L^{Fi}} (1 - q^{Fi}) \\ -\frac{1}{C^{Fi}} \end{bmatrix} \cdot i_o^{Fi} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L^{Fi}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{si} \quad (2.1)$$

$$v_o^{Fi} = \begin{bmatrix} r_C^{Fi} (1 - q^{Fi}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L^{Fi} \\ v_C^{Fi} \end{bmatrix} - r_C^{Fi} \cdot i_o^{Fi} \quad (2.2)$$

Para el análisis se utilizan herramientas de modelo promedio empleadas de forma común. El modelo promediado es no lineal e invariante en el tiempo. Por último, el modelo no lineal se linealiza en la vecindad de los puntos de operación (I_L^{Fi} , V_C^{Fi}) y se obtiene un modelo de pequeña señal (2.3), (2.4) y (2.5). Para el caso del convertidor boost el modelo lineal expresado en variable de estado es dado por:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L^{Fi}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C^{Fi}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L^{Fi}}{L^{Fi}} - \frac{r_C^{Fi}}{L^{Fi}} (1 - D^{Fi}) & -\frac{1}{L^{Fi}} (1 - D^{Fi}) \\ \frac{1}{C^{Fi}} (1 - D^{Fi}) & 0 \end{bmatrix}}_{A_1^{Fi}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{Fi} \\ \tilde{v}_C^{Fi} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L^{Fi}} (r_C^{Fi} I_L^{Fi} + V_C^{Fi} - r_C^{Fi} I_o^{Fi}) \\ -\frac{1}{C^{Fi}} I_L^{Fi} \end{bmatrix}}_{B_{11}^{Fi}} \cdot \tilde{d}^{Fi} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{r_C^{Fi}}{L^{Fi}} (1 - D^{Fi}) \\ -\frac{1}{C^{Fi}} \end{bmatrix}}_{B_{21}^{Fi}} \cdot \tilde{i}_o^{Fi} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L^{Fi}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{31}^{Fi}} \cdot \tilde{v}_{si} \quad (2.3)$$

$$\tilde{v}_{o1} = \underbrace{\begin{bmatrix} r_C^{Fi} (1 - D^{Fi}) & 1 \end{bmatrix}}_{C_1^{Fi}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{Fi} \\ \tilde{v}_C^{Fi} \end{bmatrix} - \underbrace{r_C^{Fi} I_L^{Fi}}_{D_{11}^{Fi}} \cdot \tilde{d}^{Fi} - \underbrace{r_C^{Fi}}_{D_{21}^{Fi}} \cdot \tilde{i}_o^{Fi} \quad (2.4)$$

$$\tilde{i}_e^{Fi} = \tilde{i}_L^{Fi} = \underbrace{[1 \quad 0]}_{C_2^{Fi}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{Fi} \\ \tilde{v}_C^{Fi} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

donde las variables en letra mayúscula corresponden al punto de operación; I_L^{Fi} corriente del inductor, V_C^{Fi} tensión del capacitor, I_o^{Fi} corriente de salida y D^{Fi} el promedio del ciclo de trabajo. Las variables con “ \sim ” indican la variación de la pequeña señal. Por último, las matrices A_1^{Fi} , B_{11}^{Fi} , B_{21}^{Fi} , B_{31}^{Fi} , C_1^{Fi} , D_{11}^{Fi} , D_{21}^{Fi} y C_2^{Fi} son utilizadas para representar el modelo de pequeña señal en su forma compacta:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L^{Fi}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C^{Fi}}{dt} \end{bmatrix} = A_1^{Fi} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{Fi} \\ \tilde{v}_C^{Fi} \end{bmatrix} + B_{11}^{Fi} \cdot \tilde{d}_i + B_{21}^{Fi} \cdot \tilde{i}_o^{Fi} + B_{31}^{Fi} \cdot \tilde{v}_{si} \quad (2.6)$$

$$\tilde{v}_o^{Fi} = C_1^{Fi} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{Fi} \\ \tilde{v}_C^{Fi} \end{bmatrix} + D_{11}^{Fi} \cdot \tilde{d}_i + D_{21}^{Fi} \cdot \tilde{i}_o^{Fi} \quad (2.7)$$

$$\tilde{i}_e^{Fi} = C_2^{Fi} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{Fi} \\ \tilde{v}_C^{Fi} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Al tener la representación en variables de estado es posible obtener una representación en funciones de transferencia en su forma compacta $G(s) = D + C(sI - A)^{-1}B$. A partir del modelo de pequeña señal las funciones de transferencia se representan en su forma compacta por (2.9) y (2.10).

$$\begin{aligned} \tilde{v}_o^{Fi}(s) = & \left[C_1^{Fi} (sI - A_1^{Fi})^{-1} B_{11}^{Fi} + D_{11}^{Fi} \right] \cdot \tilde{d}_i(s) + C_1^{Fi} (sI - A_1^{Fi})^{-1} B_{31}^{Fi} \cdot \tilde{v}_{si}(s) \\ & - \left[-C_1^{Fi} (sI - A_1^{Fi})^{-1} B_{21}^{Fi} - D_{21}^{Fi} \right] \cdot \tilde{i}_o^{Fi}(s) \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_e^{Fi}(s) = & C_2^{Fi} (sI - A_1^{Fi})^{-1} B_{11}^{Fi} \cdot \tilde{d}_i(s) + C_2^{Fi} (sI - A_1^{Fi})^{-1} B_{31}^{Fi} \cdot \tilde{v}_{si}(s) \\ & + C_2^{Fi} (sI - A_1^{Fi})^{-1} B_{21}^{Fi} \cdot \tilde{i}_o^{Fi}(s) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Con el principio de superposición se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

$$G_{v_o v_{si}}^{Fi}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{Fi}(s)}{\tilde{v}_{si}(s)} \right|_{\tilde{d}_i(s), \tilde{i}_o^{Fi}(s)=0}, \quad G_{i_e v_{si}}^{Fi}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{Fi}(s)}{\tilde{v}_{si}(s)} \right|_{\tilde{d}_i(s), \tilde{i}_o^{Fi}(s)=0}, \quad (2.11)$$

$$G_{v_o d}^{Fi}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{Fi}(s)}{\tilde{d}_i(s)} \right|_{\tilde{v}_{si}(s), \tilde{i}_o^{Fi}(s)=0}, \quad G_{i_e d}^{Fi}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{Fi}(s)}{\tilde{d}_i(s)} \right|_{\tilde{v}_{si}(s), \tilde{i}_o^{Fi}(s)=0}, \quad (2.12)$$

$$Z_o^{Fi}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{Fi}(s)}{-\tilde{i}_o^{Fi}(s)} \right|_{\tilde{d}_i(s), \tilde{v}_{si}(s)=0}, \quad G_{i_e i_o}^{Fi}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{Fi}(s)}{\tilde{i}_o^{Fi}(s)} \right|_{\tilde{d}_i(s), \tilde{v}_{si}(s)=0}. \quad (2.13)$$

2.2.2. CONVERTIDOR BOOST DEL SUBSISTEMA CARGA

En la Figura 2.3 se muestra el circuito del convertidor boost del subsistema carga. La diferencia con respecto al subsistema fuente es que los convertidores se modelan considerando la resistencia de la carga, además no es necesario modelar la corriente de salida, pero se utiliza para obtener la misma cantidad de funciones de transferencia en los convertidores con respecto al subsistema fuente. El modelo conmutado del convertidor boost se muestra en (2.14) y (2.15). Donde $q^{\Gamma 2} = 1$ es el estado de encendido del MOSFET $S^{\Gamma 2}$.

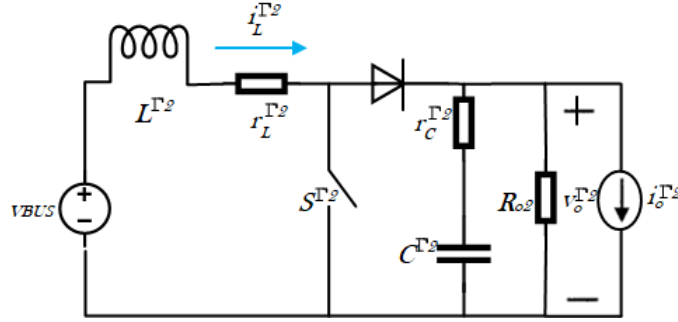


Figura 2.3: Convertidor boost del subsistema carga.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L^{\Gamma 2}}{dt} \\ \frac{dv_C^{\Gamma 2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L^{\Gamma 2}}{L^{\Gamma 2}} - \frac{R_{o2}R^{\Gamma 2}}{L^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-q^{\Gamma 2}) & -\frac{R_{o2}}{L^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-q^{\Gamma 2}) \\ \frac{R_{o2}}{C^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-q^{\Gamma 2}) & -\frac{1}{C^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L^{\Gamma 2} \\ v_C^{\Gamma 2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{L^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-q^{\Gamma 2}) \\ -\frac{R_{o2}}{C^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} \end{bmatrix} \cdot i_o^{\Gamma 2} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L^{\Gamma 2}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{BUS} \quad (2.14)$$

$$v_o^{\Gamma 2} = \begin{bmatrix} \frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-q^{\Gamma 2}) & \frac{R_{o2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L^{\Gamma 2} \\ v_C^{\Gamma 2} \end{bmatrix} - \frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} \cdot i_o^{\Gamma 2} \quad (2.15)$$

Del mismo modo se promedia el ciclo de trabajo $q^{\Gamma 2}$ en $d^{\Gamma 2}$ y se obtiene el modelo no lineal invariante en el tiempo del convertidor boost. El modelo no lineal se linealiza entorno sus puntos de

operación $(I_L^{\Gamma 2}, V_C^{\Gamma 2})$ y se obtiene su modelo en pequeña señal (2.16) y (2.17).

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L^{\Gamma 2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C^{\Gamma 2}}{dt} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L^{\Gamma 2}}{L^{\Gamma 2}} - \frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{L^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-D^{\Gamma 2}) & -\frac{R_{o2}}{L^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-D^{\Gamma 2}) \\ \frac{R_{o2}}{C^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-D^{\Gamma 2}) & -\frac{1}{C^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} \end{bmatrix}}_{A_1^{\Gamma 2}} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 2} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 2} \end{bmatrix} \\
+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L^{\Gamma 2}} \left(\frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} (I_L^{\Gamma 2} - I_o^{\Gamma 2}) + \frac{R_{o2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} V_C^{\Gamma 2} \right) \\ -\frac{R_{o2}}{C^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} I_L^{\Gamma 2} \end{bmatrix}}_{B_{11}^{\Gamma 2}} \cdot \tilde{q}^{\Gamma 2} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{L^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-D^{\Gamma 2}) \\ -\frac{R_{o2}}{C^{\Gamma 2}(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} \end{bmatrix}}_{B_{21}^{\Gamma 2}} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 2} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L^{\Gamma 2}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{31}^{\Gamma 2}} \cdot \tilde{v}_{BUS}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

$$v_o^{\Gamma 2} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})}(1-D^{\Gamma 2}) & \frac{R_{o2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} \end{bmatrix}}_{C_1^{\Gamma 2}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 2} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 2} \end{bmatrix} - \underbrace{\frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{(R_{o2}+r_C^{\Gamma 2})} I_L^{\Gamma 2}}_{D_{11}^{\Gamma 2}} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 2} + \underbrace{\frac{R_{o2}r_C^{\Gamma 2}}{R_{o2}+r_C^{\Gamma 2}}}_{D_{21}^{\Gamma 2}} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 2} \tag{2.17}$$

donde las variables en letra mayúscula corresponde al punto de operación; $I_L^{\Gamma 2}$ corriente del inductor, $V_C^{\Gamma 2}$ tensión del capacitor, $I_o^{\Gamma 2}$ corriente de salida y $D^{\Gamma 2}$ el promedio del ciclo de trabajo. Las variables con “ \sim ” indican la variación de la pequeña señal. Por último, las matrices $A_1^{\Gamma 2}$, $B_{11}^{\Gamma 2}$, $B_{21}^{\Gamma 2}$, $B_{31}^{\Gamma 2}$, $C_1^{\Gamma 2}$, $D_{11}^{\Gamma 2}$, $D_{21}^{\Gamma 2}$ y $C_2^{\Gamma 2}$ son utilizadas para representar el modelo de pequeña señal en su forma compacta (2.18), (2.19) y (2.20)

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L^{\Gamma 2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C^{\Gamma 2}}{dt} \end{bmatrix} = A_1^{\Gamma 2} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 2} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 2} \end{bmatrix} + B_{11}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 2} + B_{21}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 2} + B_{31}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{v}_{BUS} \tag{2.18}$$

$$\tilde{v}_o^{\Gamma 2} = C_1^{\Gamma 2} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 2} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 2} \end{bmatrix} + D_{11}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 2} + D_{21}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 2} \tag{2.19}$$

$$\tilde{i}_e^{\Gamma 2} = C_2^{\Gamma 2} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 2} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 2} \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

Con la representación en variables de estado se obtiene la representación en funciones de transferencia dada por (2.21) y (2.22).

$$\begin{aligned}
\tilde{v}_o^{\Gamma 2}(s) &= \left[C_1^{\Gamma 2} (sI - A_1^{\Gamma 2})^{-1} B_{11}^{\Gamma 2} + D_{11}^{\Gamma 2} \right] \cdot \tilde{d}_2(s) + C_1^{\Gamma 2} (sI - A_1^{\Gamma 2})^{-1} B_{31}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{v}_{BUS}(s) \\
&\quad - \left[-C_1^{\Gamma 2} (sI - A_1^{\Gamma 2})^{-1} B_{21}^{\Gamma 2} - D_{21}^{\Gamma 2} \right] \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s)
\end{aligned} \tag{2.21}$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_e^{\Gamma 2}(s) = & C_2^{\Gamma 2} (sI - A_1^{\Gamma 2})^{-1} B_{11}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 2}(s) + C_2^{\Gamma 2} (sI - A_1^{\Gamma 2})^{-1} B_{31}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{v}_{BUS}(s) \\ & + C_2^{\Gamma 2} (sI - A_1^{\Gamma 2})^{-1} B_{21}^{\Gamma 2} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Funciones de transferencias del convertidor boost en el subsistema carga:

$$G_{v_o v_{BUS}}^{\Gamma 2}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{\Gamma 2}(s)}{\tilde{v}_{BUS}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 2}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s)=0}, \quad G_{i_e v_{BUS}}^{\Gamma 2}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{\Gamma 2}(s)}{\tilde{v}_{BUS}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 2}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s)=0}, \quad (2.23)$$

$$G_{v_o d}^{\Gamma 2}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{\Gamma 2}(s)}{\tilde{d}^{\Gamma 2}(s)} \right|_{\tilde{v}_{BUS}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s)=0}, \quad G_{i_e d}^{\Gamma 2}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{\Gamma 2}(s)}{\tilde{d}^{\Gamma 2}(s)} \right|_{\tilde{v}_{BUS}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s)=0}, \quad (2.24)$$

$$Z_o^{\Gamma 2}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{\Gamma 2}(s)}{-\tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 2}(s), \tilde{v}_{BUS}(s)=0}, \quad G_{i_e i_o}^{\Gamma 2}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{\Gamma 2}(s)}{\tilde{i}_o^{\Gamma 2}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 2}(s), \tilde{v}_{BUS}(s)=0}. \quad (2.25)$$

2.2.3. CONVERTIDOR BUCK DEL SUBSISTEMA CARGA

En la Figura 2.4 se muestra el circuito del convertidor buck. El modelo conmutado del convertidor se muestra en (2.26)-(2.28). Donde $q^{\Gamma 1}$ es el estado de encendido del MOSFET $S^{\Gamma 1}$.

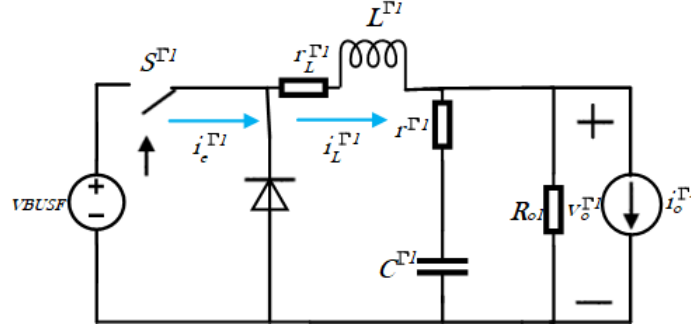


Figura 2.4: Convertidor buck del subsistema carga.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L^{\Gamma 1}}{dt} \\ \frac{dv_C^{\Gamma 1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}} - \frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} & -\frac{R_{o1}}{L^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \\ \frac{R_{o1}}{C^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} & -\frac{1}{C^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L^{\Gamma 1} \\ v_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \\ -\frac{R_{o1}}{C^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \end{bmatrix} \cdot i_o^{\Gamma 1} + \begin{bmatrix} \frac{q^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{BUS}^{\Gamma 1} \quad (2.26)$$

$$v_o^{\Gamma 1} = \begin{bmatrix} \frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} & \frac{R_{o1}}{(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L^{\Gamma 1} \\ v_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} - \frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \cdot i_o^{\Gamma 1} \quad (2.27)$$

$$i_e^{\Gamma 1} = [q^{\Gamma 1} \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} i_L^{\Gamma 1} \\ v_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Al modelo conmutado se promedia el ciclo de trabajo $q^{\Gamma 1}$ en $d^{\Gamma 1}$ y se obtiene el modelo no lineal invariante en el tiempo del convertidor buck. El modelo del convertidor presenta la no linealidad en el voltaje de entrada v_{BUSF} , por lo tanto, es más sencillo obtener el modelo de pequeña señal (2.29) - (2.31).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L^{\Gamma 1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C^{\Gamma 1}}{dt} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}} - \frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} & -\frac{R_{o1}}{L_{C1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \\ \frac{R_{o1}}{C^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} & -\frac{1}{C^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \end{bmatrix}}_{A_1^{\Gamma 1}} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 1} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_{BUSF}}{L^{\Gamma 1}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{11}^{\Gamma 1}} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 1} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \\ -\frac{R_{o1}}{C^{\Gamma 1}(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \end{bmatrix}}_{B_{21}^{\Gamma 1}} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 1} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{D^{\Gamma 1}}{L^{\Gamma 1}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{31}^{\Gamma 1}} \cdot \tilde{v}_{BUSF} \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\tilde{v}_o^{\Gamma 1} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} & \frac{R_{o1}}{(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})} \end{bmatrix}}_{C_1^{\Gamma 1}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 1} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} - \underbrace{\frac{R_{o1}r_C^{\Gamma 1}}{(R_{o1}+r_C^{\Gamma 1})}}_{D_{21}^{\Gamma 1}} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 1} \quad (2.30)$$

$$\tilde{i}_e^{\Gamma 1} = \underbrace{\begin{bmatrix} D^{\Gamma 1} & 0 \end{bmatrix}}_{C_2^{\Gamma 1}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 1} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

donde las variables en letra mayúscula corresponde al punto de operación; $I_L^{\Gamma 1}$ corriente del inductor, $V_C^{\Gamma 1}$ tensión del capacitor, $I_o^{\Gamma 1}$ corriente de salida y $D^{\Gamma 1}$ el promedio del ciclo de trabajo. Las variables con “ \sim ” indican la variación de la pequeña señal. Por último, las matrices $A_1^{\Gamma 1}$, $B_{11}^{\Gamma 1}$, $B_{21}^{\Gamma 1}$, $B_{31}^{\Gamma 1}$, $C_1^{\Gamma 1}$, $D_{21}^{\Gamma 1}$, $D_{13}^{\Gamma 1}$ y $C_2^{\Gamma 1}$ son utilizadas para representar el modelo de pequeña señal en su forma compacta (2.32)- (2.34).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L^{\Gamma 1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C^{\Gamma 1}}{dt} \end{bmatrix} = A_1^{\Gamma 1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 1} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} + B_{11}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 1} + B_{21}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 1} + B_{31}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{v}_{BUS} \quad (2.32)$$

$$\tilde{v}_o^{\Gamma 1} = C_1^{\Gamma 1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 1} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} + D_{21}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 1} \quad (2.33)$$

$$\tilde{i}_e^{\Gamma 1} = C_2^{\Gamma 1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L^{\Gamma 1} \\ \tilde{v}_C^{\Gamma 1} \end{bmatrix} + D_{13}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 1} \quad (2.34)$$

El modelo de pequeña señal se transfiere a una representación en funciones de transferencia dada

por (2.35) y (2.36).

$$\tilde{v}_o^{\Gamma 1}(s) = C_1^{\Gamma 1} (sI - A_1^{\Gamma 1})^{-1} B_{11}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{d}^{\Gamma 1}(s) + C_1^{\Gamma 1} (sI - A_1^{\Gamma 1})^{-1} B_{31}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{v}_{BUSF}(s) - \left[-C_1^{\Gamma 1} (sI - A_1^{\Gamma 1})^{-1} B_{21}^{\Gamma 1} - D_{21}^{\Gamma 1} \right] \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s) \quad (2.35)$$

$$\tilde{i}_e^{\Gamma 1}(s) = \left[C_1^{\Gamma 1} (sI - A_1^{\Gamma 1})^{-1} B_{11}^{\Gamma 1} + D_{13}^{\Gamma 1} \right] \cdot \tilde{d}^{\Gamma 1}(s) + C_2^{\Gamma 1} (sI - A_1^{\Gamma 1})^{-1} B_{31}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{v}_{BUSF}(s) + C_2^{\Gamma 1} (sI - A_1^{\Gamma 1})^{-1} B_{21}^{\Gamma 1} \cdot \tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s) \quad (2.36)$$

Funciones de transferencias del convertidor buck en el subsistema carga:

$$G_{v_o v_{BUSF}}^{\Gamma 1}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{\Gamma 1}(s)}{\tilde{v}_{BUSF}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 1}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s)=0}, \quad G_{i_e v_{BUSF}}^{\Gamma 1}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{\Gamma 1}(s)}{\tilde{v}_{BUSF}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 1}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s)=0}, \quad (2.37)$$

$$G_{v_o d}^{\Gamma 1}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{\Gamma 1}(s)}{\tilde{d}^{\Gamma 1}(s)} \right|_{\tilde{v}_{BUSF}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s)=0}, \quad G_{i_e d}^{\Gamma 1}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{\Gamma 1}(s)}{\tilde{d}^{\Gamma 1}(s)} \right|_{\tilde{v}_{BUSF}(s), \tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s)=0}, \quad (2.38)$$

$$Z_o^{\Gamma 1}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o^{\Gamma 1}(s)}{-\tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 1}(s), \tilde{v}_{BUSF}(s)=0}, \quad G_{i_e i_o}^{\Gamma 1}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_e^{\Gamma 1}(s)}{\tilde{i}_o^{\Gamma 1}(s)} \right|_{\tilde{d}^{\Gamma 1}(s), \tilde{v}_{BUSF}(s)=0}. \quad (2.39)$$

2.2.4. FILTRO DE ENTRADA

El circuito del filtro de entrada se muestra en la Figura 2.5. El modelo (2.40)-(2.42) en espacio de estados es lineal e invariante en el tiempo. Donde las matrices A_1 , B_{21} , B_{31} , C_1 , D_{21} y C_2 son utilizadas para representar el modelo de pequeña señal en su forma compacta (2.43) y (2.44).

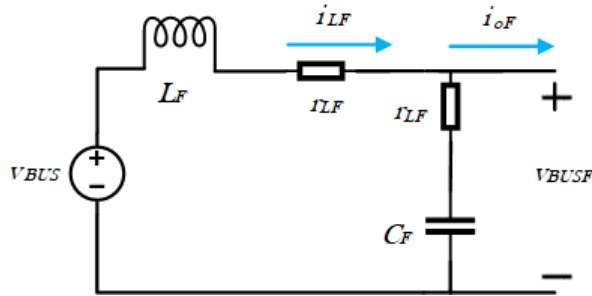


Figura 2.5: Filtro de entrada del convertidor buck.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{LF}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{CF}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{(r_{LF} + r_{CF})}{L_F} & -\frac{1}{L_{LF}} \\ \frac{1}{C_F} & 0 \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{LF} \\ \tilde{v}_{CF} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{r_{CF}}{L_F} \\ -\frac{1}{C_F} \end{bmatrix}}_{B_{21}} \cdot \tilde{i}_{oF} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_F} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{31}} \cdot \tilde{v}_{BUS} \quad (2.40)$$

$$\tilde{v}_{BUSF} = \underbrace{\begin{bmatrix} r_{CF} & 1 \end{bmatrix}}_{C_1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{LF} \\ \tilde{v}_{CF} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} -r_{CF} \\ D_{21} \end{bmatrix}}_{D_{21}} \cdot \tilde{i}_{oF} \quad (2.41)$$

$$\tilde{i}_{eF} = \tilde{i}_{LF} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_2} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{LF} \\ \tilde{v}_{CF} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

La representación en variables de estado se transfiere a una representación en funciones de transferencia dada por (2.43) y (2.44).

$$\tilde{v}_{BUSF}(s) = C_1 (sI - A_1)^{-1} B_{31} \cdot \tilde{v}_{BUS}(s) - \left[-C_1 (sI - A_1)^{-1} B_{21} - D_{21} \right] \cdot \tilde{i}_{oF}(s) \quad (2.43)$$

$$\tilde{i}_{eF}(s) = C_2 (sI - A_1)^{-1} B_{31} \cdot \tilde{v}_{BUS}(s) + C_2 (sI - A_1)^{-1} B_{21} \cdot \tilde{i}_{oF}(s) \quad (2.44)$$

Funciones de transferencias del filtro en la entrada:

$$G_{v_{BUSF}}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{BUSF}(s)}{\tilde{v}_{BUS}(s)} \right|_{\tilde{i}_{oF}(s)=0}, \quad Z_{oF}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{BUSF}(s)}{-\tilde{i}_{oF}(s)} \right|_{\tilde{v}_{BUS}(s)=0}, \quad (2.45)$$

$$G_{i_{eF}v_{Bus}}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_{eF}(s)}{\tilde{v}_{BUS}(s)} \right|_{\tilde{i}_{oF}(s)=0}, \quad G_{i_{eF}i_{oF}}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_{eF}(s)}{\tilde{i}_{oF}(s)} \right|_{\tilde{v}_{BUS}(s)=0}. \quad (2.46)$$

2.2.5. DISEÑO DE PARÁMETROS DE CONVERTIDORES

La selección de los valores de los elementos se basa en la elección de obtener un 9% de rizo de corriente en el inductor y un 5% de rizo de voltaje en el capacitor, sin embargo se aproximan a valores comerciales que cumplan los requerimientos físicos de corriente y voltaje en su punto de operación. Las ecuaciones (2.47)-(2.48) se utilizan para obtener los parámetros de los convertidores con las especificaciones de diseño de los rizados de voltaje (ΔV) y corriente (ΔI) [48]. En la Tabla 2.1 se encuentran los parámetros elegidos para cada convertidor, donde el superíndice x representa al subsistema fuente (F) o al subsistema carga (Γ).

- Convertidor boost

$$L = \frac{\eta V_{in}^2 D}{\Delta I F_{sw} P_{out}} \quad C = \frac{DV_{out}}{F_{sw} R_{load} \Delta V} \quad (2.47)$$

- Convertidor buck

$$L = \frac{V_{out}(1-D)}{\Delta I F_{sw} I_{out}} \quad f_0 = F_{sw} \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\Delta V}{(1-D)V_{out}}} \quad C = \frac{1}{[2\pi f_0]^2 L} \quad (2.48)$$

donde η es la eficiencia aproximada del convertidor, V_{in} el voltaje de entrada, D el promedio del ciclo de trabajo, F_{sw} la frecuencia de conmutación, P_{out} la potencia de salida, V_{out} el voltaje de salida y I_{out} la corriente de salida.

Tabla 2.1: Parámetros de los convertidores.

Convertidor	L^{xi}	r_L^{xi}	C^{xi}	r_C^{xi}	R_{oi}	V_{out}
Subsistema fuente 1	$330\mu H$	$74m\Omega$	$22\mu F$	$9,2m\Omega$		$48V$
Subsistema fuente 2	$200\mu H$	$68m\Omega$	$22\mu F$	$9,2m\Omega$		$48V$
Subsistema carga 1	$330\mu H$	$74m\Omega$	$1,5\mu F$	$14m\Omega$	3Ω	$24V$
Subsistema carga 2	$1,2mH$	$232m\Omega$	$4,7\mu F$	$2m\Omega$	48Ω	$96V$

SIMULACIÓN DE LOS CONVERTIDORES

Para observar las respuestas transitorias de las variables de los convertidores se realizaron simulaciones usando el programa psim. Las simulaciones de los convertidores se implementaron bajo las siguientes consideraciones; con una frecuencia de conmutación $F_{sw}=50\text{ KHz}$ y un ciclo de trabajo de $D=0.5$. En la Figura 2.6 se muestran los resultados de las simulaciones de los convertidores en lazo abierto. En las gráficas se muestra el voltaje de salida de los convertidores, para los subsistemas fuentes se utiliza como carga la resistencia necesaria para la potencia requerida. La elección de los parámetros de los convertidores es considerando componentes ideales, además se consideran las resistencias parásitas asociadas al inductor y al capacitor.

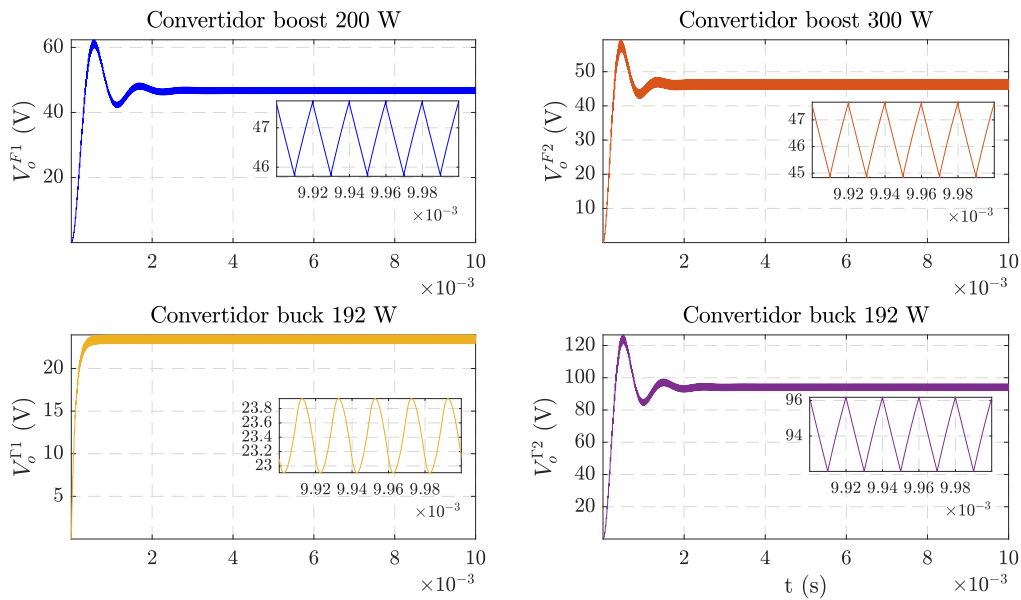


Figura 2.6: Respuesta temporal del voltaje de salida de los convertidores en el software PSIM.

2.3. DESARROLLO DE ESTRATEGIA DE CONTROL

La estabilidad es una característica del sistema como objetivos obligatorios para cada SPD de CD sin excepción. Además, los márgenes de estabilidad están principalmente basados en la etapa de control local con la ayuda de un control coordinado, en particular la estabilidad del sistema se puede mejorar en el nivel de control local [13].

Dentro de la nanorred se utiliza una estructura de control descentralizada. Es la estructura de control más sencilla, dado que solo requiere una etapa de control local, no requiere comunicación entre sistemas de generación distribuida y no necesita un controlador central. La Figura 2.7 es una estructura de control descentralizada utilizada de manera convencional. Con esta estructura de control es posible garantizar el desempeño y estabilidad del sistema propuesto. Además, beneficia la escalabilidad del sistema de una manera más simple y es la base de otras estructuras de control más avanzadas utilizadas para requerimientos más complejos.

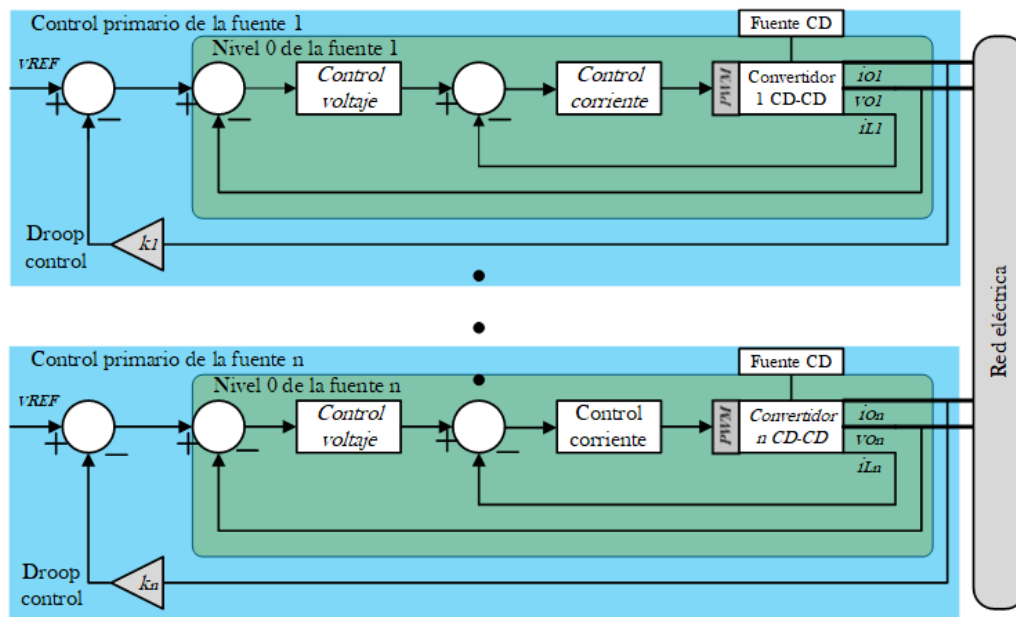


Figura 2.7: Estructura de control descentralizada convencional.

En el subsistema fuente de la nanorred para la estructura de control descentralizada se propone un control modo corriente en los dos convertidores boost [49, 50, 51, 52, 53, 54], es el encargado de regular la tensión en cada módulo, además corresponde al nivel 0 dentro de los niveles de control. En la Figura 2.8 se muestra la estructura de control con modo corriente que se utiliza para la nanorred. Las diferencias que comparte con la estructura de control descentralizada convencional es que no utiliza droop control (nivel 1). El objetivo del trabajo de tesis es proponer una metodología que garantice estabilidad robusta. Si se requieren los beneficios del droop control se pueden incrementar dentro del análisis de estabilidad, al realizarse el mismo procedimiento, pero con otro lazo externo de control.

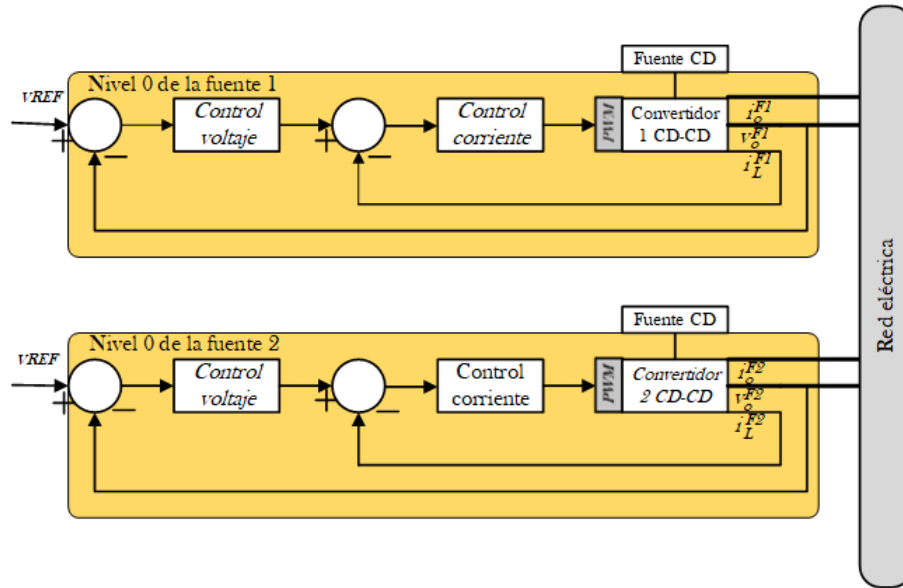


Figura 2.8: Estructura de control descentralizada de la nanorred.

2.3.1. CONTROL DE LOS CONVERTIDORES DEL SUBSISTEMA FUENTE

El control modo corriente se propone para regular el voltaje de salida de cada convertidor v_o^{Fi} mediante la señal de control d^{Fi} . En las características dinámicas del convertidor boost la función de transferencia $G_{v_{od}}^{Fi}(s)$ es de fase no mínima, lo que significa que presenta un cero de lado derecho. El cero del lado derecho provoca que la dinámica en la fase se asemeje a las características de un polo de lado izquierdo, lo que dificulta el diseño del regulador de voltaje de manera directa. En la Figura 2.9 se muestra el diagrama de bloques que acopla las funciones de transferencia del convertidor boost y la estructura de control. Con el análisis de la respuesta en frecuencia de las ganancias de lazo del sistema sin controladores es posible desarrollar una metodología para el diseño del controlador.

El procedimiento de diseño de los controladores para los convertidores que forman la nanorred es descrita a continuación.

- $K_p^{Fi} = \frac{1}{V_P}$, donde V_P es el voltaje pico de la señal triangular. La señal triangular se compara con la señal de control a la frecuencia de conmutación F_{sw} para generar la señal de control PWM.
- N^{Fi} , ganancia del sensor de corriente. Se utiliza para minimizar el factor de calidad del filtro LC [55].
- H^{Fi} , ganancia del sensor de voltaje. Se requiere un escalamiento en el nivel de voltaje para trabajar con niveles de operación para el control. En todos los subsistemas se utiliza para escalar el voltaje sentido de salida a 3 V.
- Para $G_i^{Fi}(s)$ se selecciona un compensador tipo II [48] con un polo en el origen.

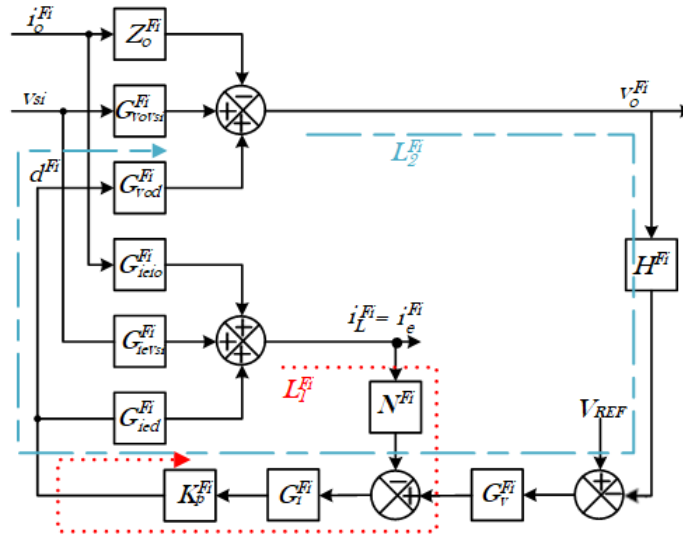


Figura 2.9: Diagrama de bloques del control del convertidor boost a modo corriente.

•

$$G_i^{Fi} = K \frac{s + w_z}{s \cdot (s + w_p)} \quad (2.49)$$

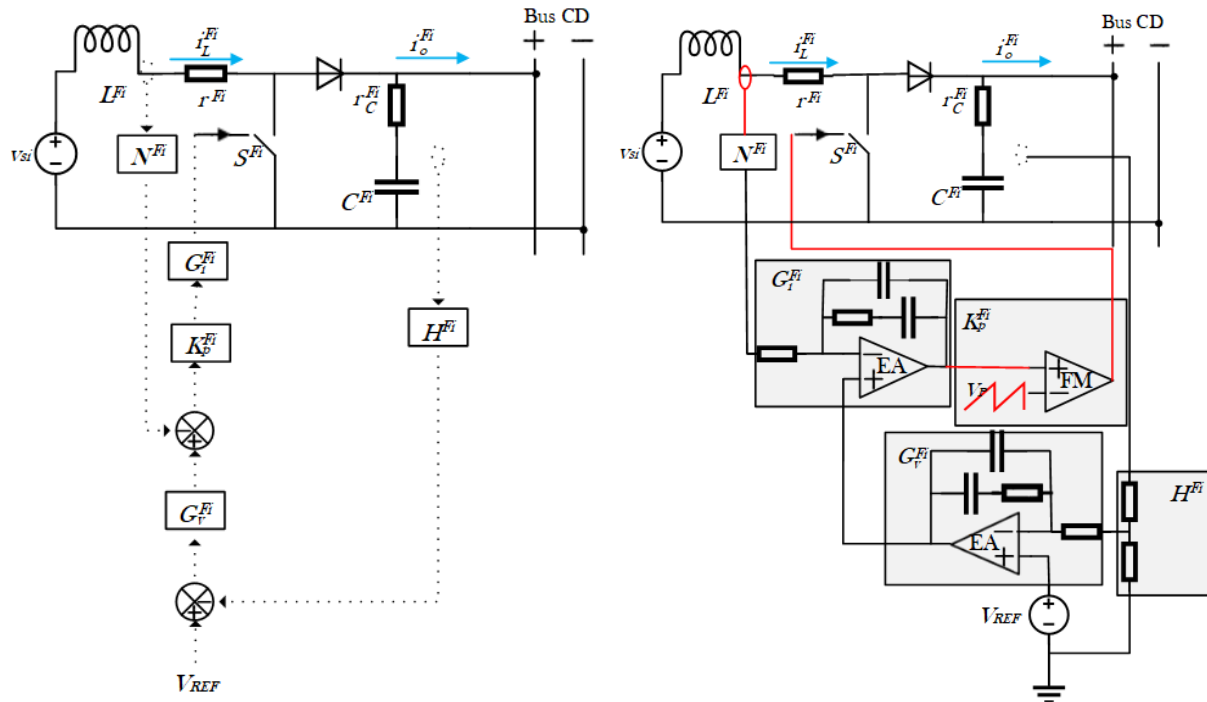
- El ancho de banda del lazo de corriente se elige a un quinto de la frecuencia de conmutación (10 KHz).
- El polo (w_p) se coloca a la mitad de la frecuencia de conmutación, este sirve de filtro contra el ruido del sensor de corriente.
- El cero (w_z) se coloca veinte veces antes del polo, para contribuir con un margen de fase positivo $w_z < w_p$ [56].
- Para $G_v^{Fi}(s)$ se selecciona un compensador tipo II [48] con un polo en el origen.

•

$$G_v^{Fi} = K \frac{s + w_z}{s \cdot (s + w_p)} \quad (2.50)$$

- El ancho de banda del lazo de voltaje se elige doce veces abajo del ancho de banda del lazo interno de corriente.
- El cero (w_z) se coloca veinte veces antes del ancho de banda.
- El polo (w_p) se coloca al doble del ancho de banda.

En el diagrama de bloques de la Figura 2.9 se muestra la integración del convertidor boost junto con el controlador. Para la realización física de los convertidores de electrónica de potencia se debe simular el control junto con el modelo no lineal conmutado del convertidor. La verificación se realiza con simulaciones utilizando el software PSIM. En la Figura 2.10a se observa la integración de los parámetros



(a) Control del convertidor boost en diagrama de bloques.

(b) Control del convertidor boost basado en electrónica analógica.

Figura 2.10: Diagrama esquemático del convertidor con el controlador asociado.

del controlador (en función de transferencia) con el convertidor conmutado. Para la experimentación física se realiza una conversión equivalente del control en el dominio s a una etapa analógica [48]. En la Figura 2.10b se presenta la equivalencia del controlador con compensadores analógicos. Por último, en la Tabla 2.2 se muestran los parámetros de los controladores de los dos convertidores del subsistema fuente.

Tabla 2.2: Parámetros de controladores.

$N^{F1} = 1$	$K_p^{F1} = \frac{1}{3}$	$H^{F1} = 0,0625$	$G_i^{F1} = \frac{2,209e05 (s+7854)}{s (s+1,649e05)}$	$G_v^{F1} = \frac{47789 (s+261,8)}{s (s+1,073e04)}$
$N^{F2} = 1$	$K_p^{F2} = \frac{1}{3}$	$H^{F2} = 0,0625$	$G_i^{F2} = \frac{1,317e05 (s+7854)}{s (s+1,649e05)}$	$G_v^{F2} = \frac{60162 (s+261,8)}{s (s+1,073e04)}$

2.3.2. CONTROL DE LOS CONVERTIDORES DEL SUBSISTEMA CARGA

En el subsistema carga existen dos convertidores POL, el convertidor boost (96 V, 192 W) y el convertidor buck (24 V, 192 W). La metodología del convertidor boost subsistema carga se omite al ser muy semejante a la de los convertidores boost del subsistema fuente. La función de transferencia del convertidor buck $G_{v_{od}}^{\Gamma 1}(s)$ es de fase mínima, una de las alternativas más viables es utilizar control modo

voltaje (Figura 2.11) de manera directa sin la necesidad de un doble lazo de control. A continuación se describe una serie de pasos que se puede seguir como alternativa para regular el voltaje del convertidor.

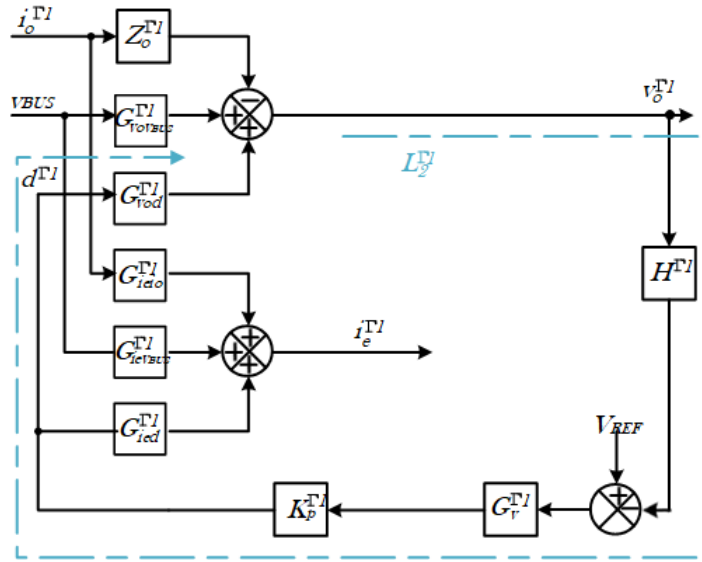


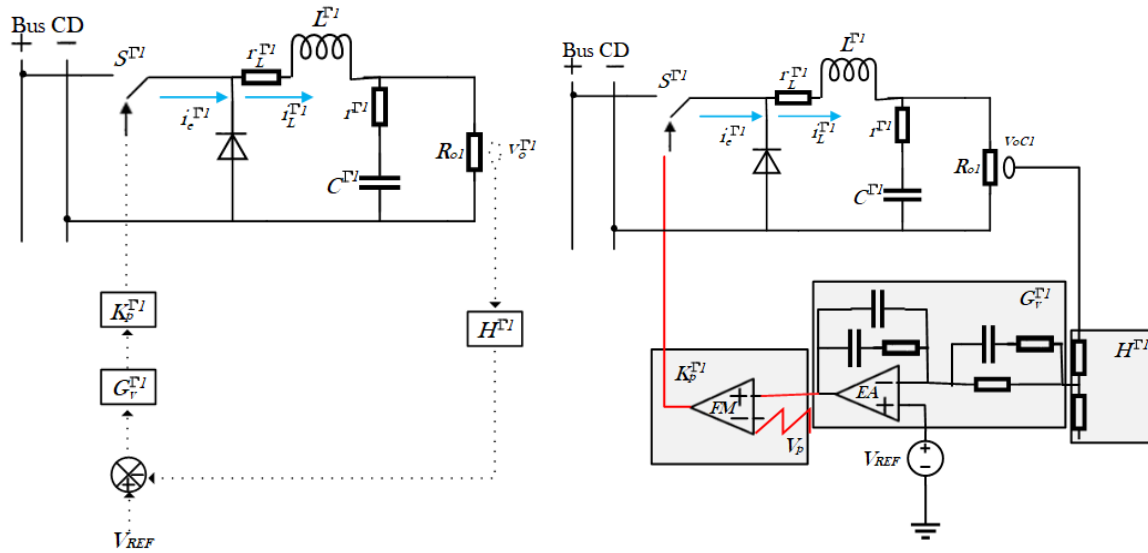
Figura 2.11: Diagrama de bloques del control del convertidor buck a modo voltaje.

1. Se utiliza un compensador de tipo III [48], no obstante se pueden utilizar compensadores de menor orden.

$$G_v^{\Gamma 1}(s) = K \frac{(s + w_{z1}) \cdot (s + w_{z2})}{s \cdot (s + w_{p1}) \cdot (s + w_{p2})} \quad (2.51)$$

- a) Los dos ceros (w_{z1} y w_{z2}) donde ocurre la frecuencia del pico resonante.
- b) El primer polo (w_{p1}) a la mitad de la frecuencia de conmutación.
- c) El segundo polo (w_{p2}) donde ocurre el cero ocasionado a la resistencia asociada del capacitor.
- d) El ancho de banda (10 KHz) es 5 veces menor a la frecuencia de conmutación.

Del mismo modo como en el subsistema fuente se convierte el compensador de función de transferencia (Figura 2.12a) a compensadores con componentes analógicos (Figura 2.12b). Donde los valores del controlador son $H^{\Gamma 1} = 0,125$, $K_p^{\Gamma 1} = \frac{1}{3}$ y $G_v^{\Gamma 1} = \frac{2,5157e08 (s+4,495e04) (s+3,495e04)}{s (s+3,149e07) (s+1,571e05)}$. Entonces, ya se ha diseñado el control de manera aislada de todos los convertidores.



(a) Control del convertidor buck en diagrama de bloques.

(b) Control del convertidor buck basado en electrónica analógica.

Figura 2.12: Diagrama esquemático del convertidor con el controlador asociado.

La respuesta en frecuencia de las ganancias de lazo de todos los convertidores se muestra en las Figuras 2.13 y 2.14. Los márgenes de estabilidad relativa se simplifican en la Tabla 2.3, en la cual se observa que se garantiza estabilidad individual para todos los convertidores.

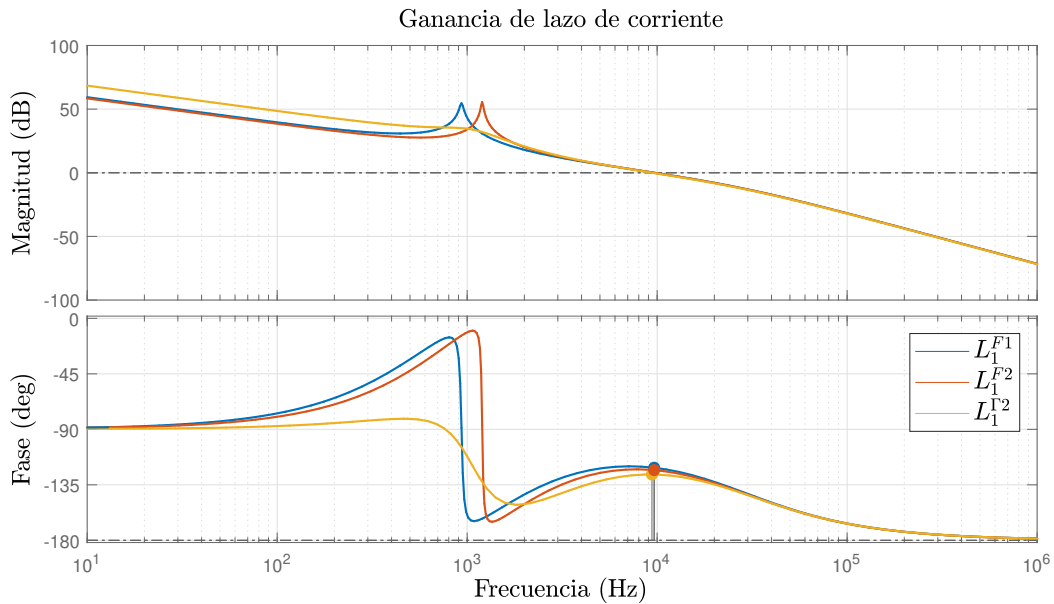


Figura 2.13: Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de corriente de los convertidores.

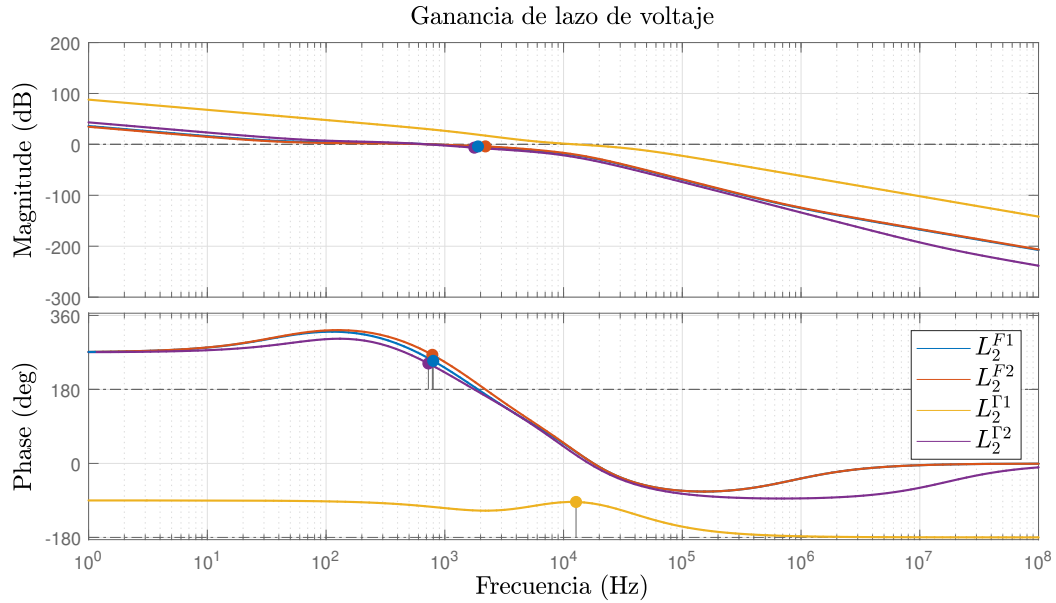


Figura 2.14: Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo del voltaje de los convertidores.

Tabla 2.3: Márgenes de estabilidad relativa clásicos.

	MF °	MG (dB)			MF °	MG (dB)
L_1^{F1}	58.8			L_2^{F1}	69.5	4.03
L_1^{F2}	56.9			L_2^{F2}	84.2	3.93
$L_1^{\Gamma1}$	0			$L_2^{\Gamma1}$	86.3	
$L_1^{\Gamma2}$	53.4			$L_2^{\Gamma2}$	63.2	6.39

2.3.3. SIMULACIONES DE LOS CONVERTIDORES EN LAZO CERRADO

El diseño en lazo cerrado del control se verifica con el software PSIM para corroborar el funcionamiento de los convertidores con su controlador. Se utiliza la implementación analógica de los compensadores con sus respectivas restricciones físicas para que coincidan en mayor medida con los resultados experimentales. En los resultados de cada convertidor se muestran tres mediciones de diferentes variables. La primera medición corresponde al voltaje de salida, la segunda medición a la corriente de salida y la tercera a la corriente en el inductor. Para la simulación de los subsistemas fuentes es necesario agregar una carga, el valor de la resistencia se agrega de acuerdo con el nivel de potencia diseñado. Por último, todas las simulaciones de los convertidores son realizadas en tres etapas; en los primeros 40 ms se comienza con un arranque en escalón al voltaje nominal, en los siguientes 40 ms existe una variación superior del 30 % al valor del voltaje de entrada y en los últimos 40 ms el voltaje de entrada

disminuye 30 % al voltaje de entrada nominal. Por ejemplo, en el subsistema fuente el valor de voltaje de entrada es de 24 V, en los siguientes 40 ms cambia a 31.2 V y los últimos 40 ms el voltaje entrada es de 16.8 V.

- Convertidor boost fuente de 200 W (Figura 2.15):** como se mencionó anteriormente el voltaje de entrada v_{s1} del regulador es de 24 V, con variaciones de $\pm 30\%$ en tres diferentes escenarios. El estado estable del voltaje de salida es de 48 V, el cual al final en todos los escenarios se satisface correctamente a pesar de las perturbaciones en el voltaje de entrada. La respuestas transitorias del voltaje de salida v_o^{F1} en los diferentes escenarios se resumen en la Tabla 2.4, donde t_p es el tiempo pico, M_p porcentaje de sobretiro, t_s tiempo de asentamiento y e_{ss} es el error en estado estable. Otros aspectos a observar es que en la corriente de entrada o la corriente del inductor i_L^{F1} aumenta cuando el voltaje de entrada disminuye, por lo tanto se debe satisfacer el dimensionamiento físico de los elementos del convertidor para la corriente.

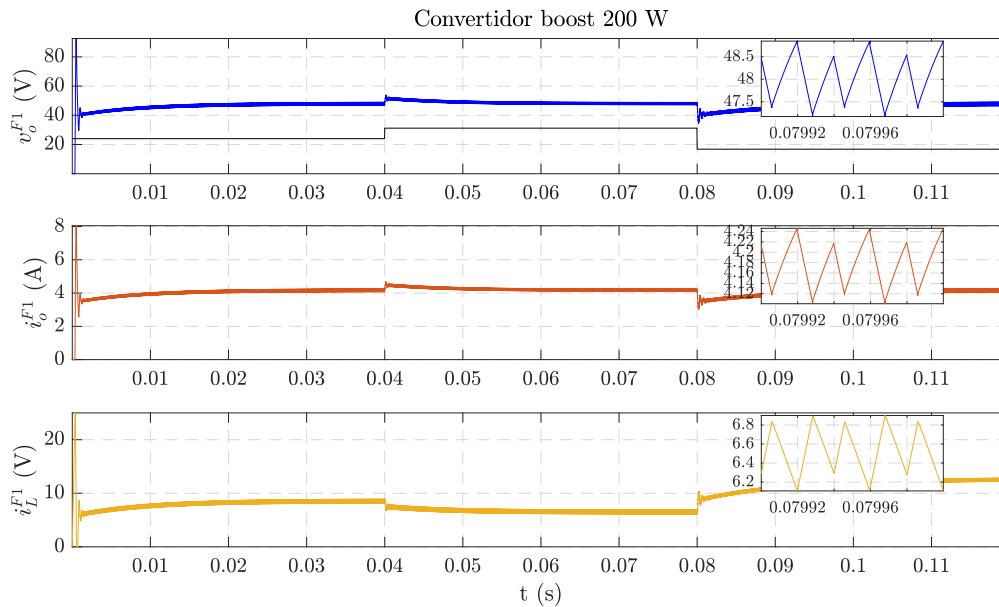


Figura 2.15: Respuesta temporal del convertidor boost 200 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.

Tabla 2.4: Márgenes de estabilidad clásicos.

v_o^{F1}					
$t(s)$	$v_{s1}(V)$	$t_p(s)$	$M_p\%$	$t_s(s)$ (2%)	$e_{ss}(V)$
$t \in [0, 0,04)$	24	492 $\mu s.$	92.8	37.83 ms.	0.9
$t \in [0,04, 0,08)$	31.2	40.12 ms.	11.8	46.59 ms.	0
$t \in [0,08, 0,12)$	16.8	80.17 ms.	28.17	0.106 s	0

- Convertidor boost fuente de 300 W (Figura 2.16):** igual al convertidor anterior, el voltaje en estado estable es de 48 V, en los dos primeros escenarios el convertidor llega al punto de operación. Pero en la transición del tercer escenario existen oscilaciones durante 5 ms y como se observa en la Tabla 2.5 el error en estado estable en el voltaje de salida v_o^{F2} es de 42.62 V.

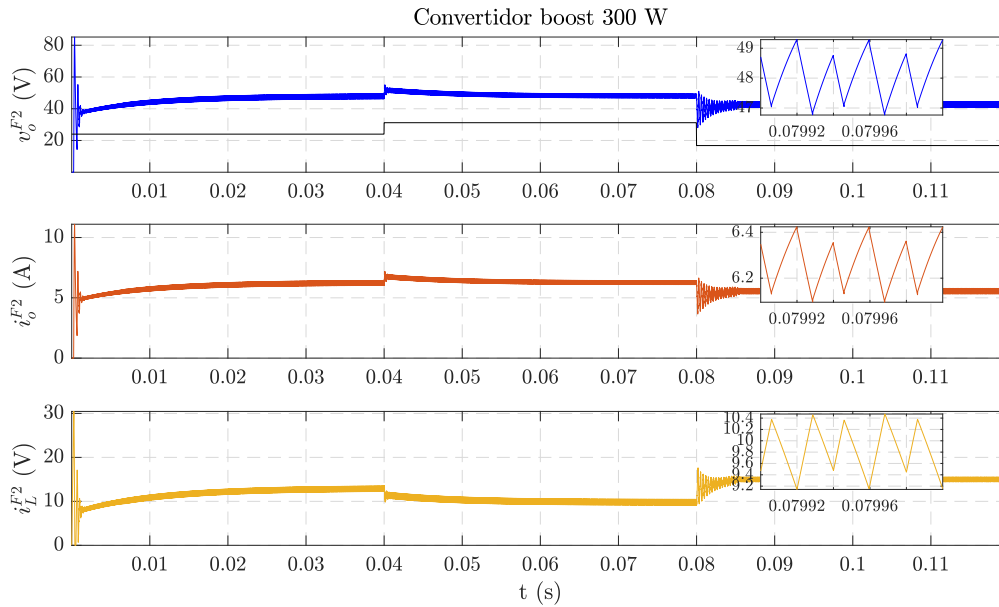


Figura 2.16: Respuesta temporal del convertidor boost 300 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.

Tabla 2.5: Márgenes de estabilidad clásicos.

v_o^{F2}					
$t(s)$	$v_{s1}(V)$	$t_p(s)$	$M_p \%$	$t_s(s) (2\%)$	$e_{ss}(V)$
$t \in [0, 0,04)$	24	367 $\mu s.$	77.45	25.78 ms.	0
$t \in [0,04, 0,08)$	31.2	40.12 ms.	14.45	50.99 ms.	0
$t \in [0,08, 0,12)$	16.8	80.16 ms.	36.45	0.12 s (11.21 %)	5.38

- Convertidor buck carga de 192 W (Figura 2.17):** en todas las etapas del voltaje de entrada el convertidor regula el voltaje de salida $v_o^{\Gamma 1}$ correctamente a pesar de las perturbaciones en el voltaje de entrada $v_{BUSF} 48 V \pm 30\%$.

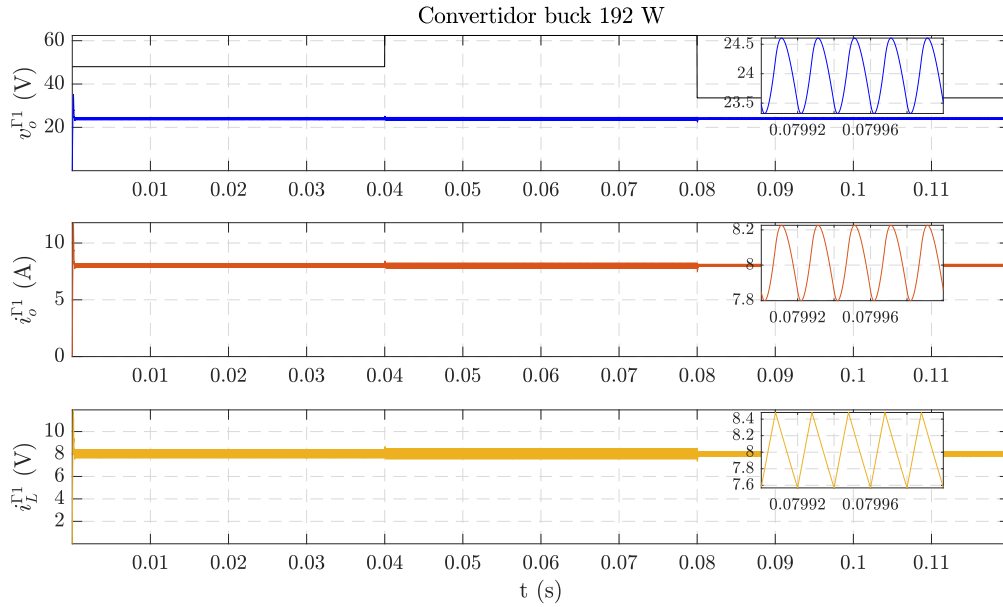


Figura 2.17: Respuesta temporal del convertidor buck 192 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.

Tabla 2.6: Márgenes de estabilidad clásicos.

$v_o^{\Gamma 1}$					
$t(s)$	$v_{BUSF}(V)$	$t_p(s)$	$M_p\%$	$t_s(s)$ (2%)	$e_{ss}(V)$
$t \in [0, 0,04)$	48	150.8 $\mu s.$	46.91	514.1 $\mu s.$	0
$t \in [0,04, 0,08)$	62.4	40.03 $ms.$	4.83	40.12 $ms.$	0
$t \in [0,08, 0,12)$	33.6	80.02 $ms.$	6.54	80.01 ms	0

- **Convertidor boost carga de 192 W (Figura 2.18):** el voltaje de entrada es de v_{BUS} 48 V y el voltaje de salida es de 96 V. Para los tres casos el convertidor regula correctamente.

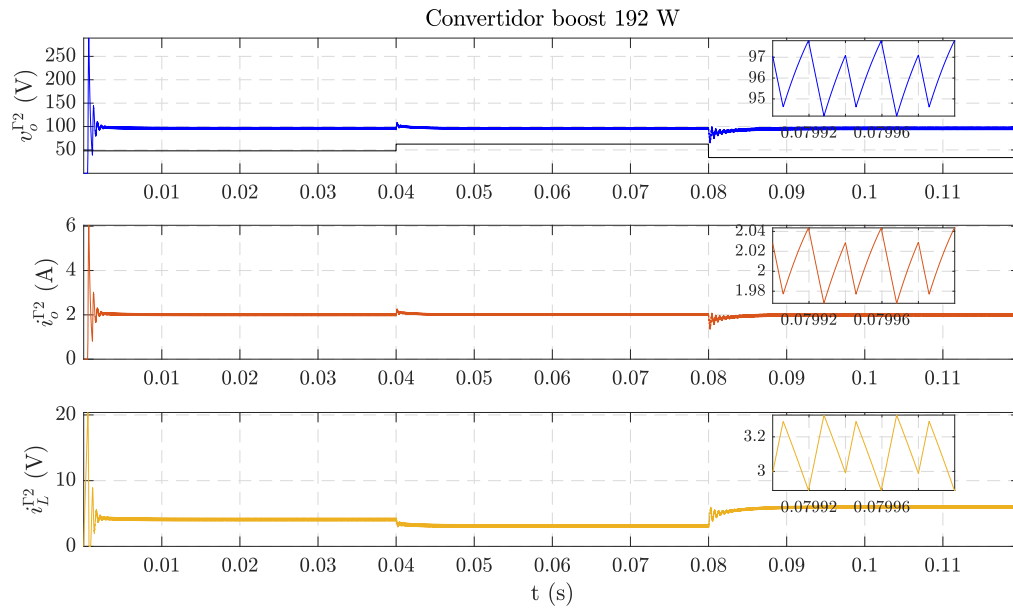


Figura 2.18: Respuesta temporal del convertidor buck 192 W a lazo cerrado con perturbaciones en el voltaje de entrada.

Tabla 2.7: Márgenes de estabilidad clásicos.

$t(s)$	$v_{BUS}(V)$	$t_p(s)$	$M_p \%$	$t_s(s) (2\%)$	$e_{ss}(V)$
$t \in [0, 0,04)$	48	644.7 $\mu s.$	199.1	2.31 ms.	0
$t \in [0,04, 0,08)$	62.4	40.14 ms.	12.18	41.05 ms.	0
$t \in [0,08, 0,12)$	33.6	80.17 ms.	30.33	87.34 ms	0

3

Marco de análisis de estabilidad nominal

Hasta el momento se ha desarrollado el modelado y control de los convertidores que se utilizan en la nanorred de manera aislada. Aunque los subsistemas son estables individualmente, no se garantiza la estabilidad total al interconectarlos. Por lo tanto, es necesario realizar un análisis más profundo para garantizar la estabilidad del sistema. Como se mencionó para garantizar estabilidad bajo el enfoque basado en impedancias es necesario mencionar algunas de las características de la nanorred bajo este enfoque.

3.1. MÉTODOS DE ESTABILIDAD BASADO EN IMPEDANCIAS

Para realizar el análisis de estabilidad se requiere simplificar el sistema en un esquema más simple bajo un circuito equivalente que se facilita con la obtención de la impedancia de salida de los subsistemas fuente y la impedancia de entrada de los subsistemas carga. En la Figura 3.1 se muestran dos subsistemas representados por su modelo equivalente de impedancias de entrada y salida. A partir del modelo equivalente por impedancias (3.1b) se obtiene la función de transferencia $H(s)$ que representa la relación entre V_s y V_{BUS} .

$$V_{BUS} = \frac{Z_{in}(s)}{Z_{in}(s) + Z_o(s)} V_s = \frac{1}{1 + \frac{Z_o(s)}{Z_{in}(s)}} V_s = \frac{1}{1 + T_{MLG}(s)} V_s \quad (3.1)$$

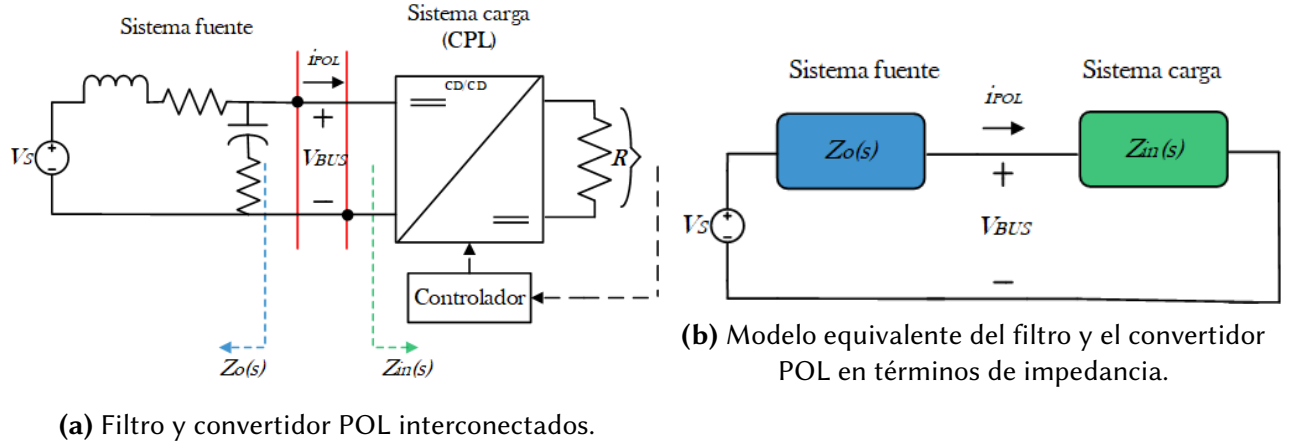


Figura 3.1: Marco de análisis para estabilidad nominal.

$$\frac{V_{BUS}}{V_s} = H(s) = \frac{1}{1 + T_{MLG}(s)} \quad (3.2)$$

Para el análisis de estabilidad del sistema se asume que $H(s)$ es estable sí y solo sí no existe ningún polo en el lado derecho o si la ganancia del lazo $T_{MLG}(s)$ satisface el criterio de estabilidad de Nyquist [57].

3.1.1. MÉTODOS DE ESTABILIDAD POR IMPEDANCIAS BASADOS EN REGIONES PROHIBIDAS

El principio fundamental de los métodos basado en impedancias es utilizar “la ganancia de lazo” del circuito equivalente $T_{MLG}(s)$ del sistema e identificar condiciones más fuertes a la estabilidad nominal que proporciona el criterio de Nyquist [16, 27, 58, 59, 60]. En la Fig. 3.2 son mostradas diferentes regiones que son de interés para los diferentes criterios de estabilidad reportados en la literatura. Estos criterios de estabilidad establecen regiones en el plano complejo, además de condiciones relacionadas con el margen en la fase y el margen de ganancia (MF y MG respectivamente). Un aspecto importante es que los criterios establecen condiciones de estabilidad suficientes, siendo descritos en las secciones siguientes.

CRITERIO DE MIDDLEBROOK

Un criterio propuesto en la literatura lo introdujo Middlebrook [61], para investigar la estabilidad de un convertidor controlado con la incorporación de un filtro en la entrada. El propósito es garantizar la estabilidad del sistema, así como el desempeño del sistema con la incorporación del filtro de entrada.

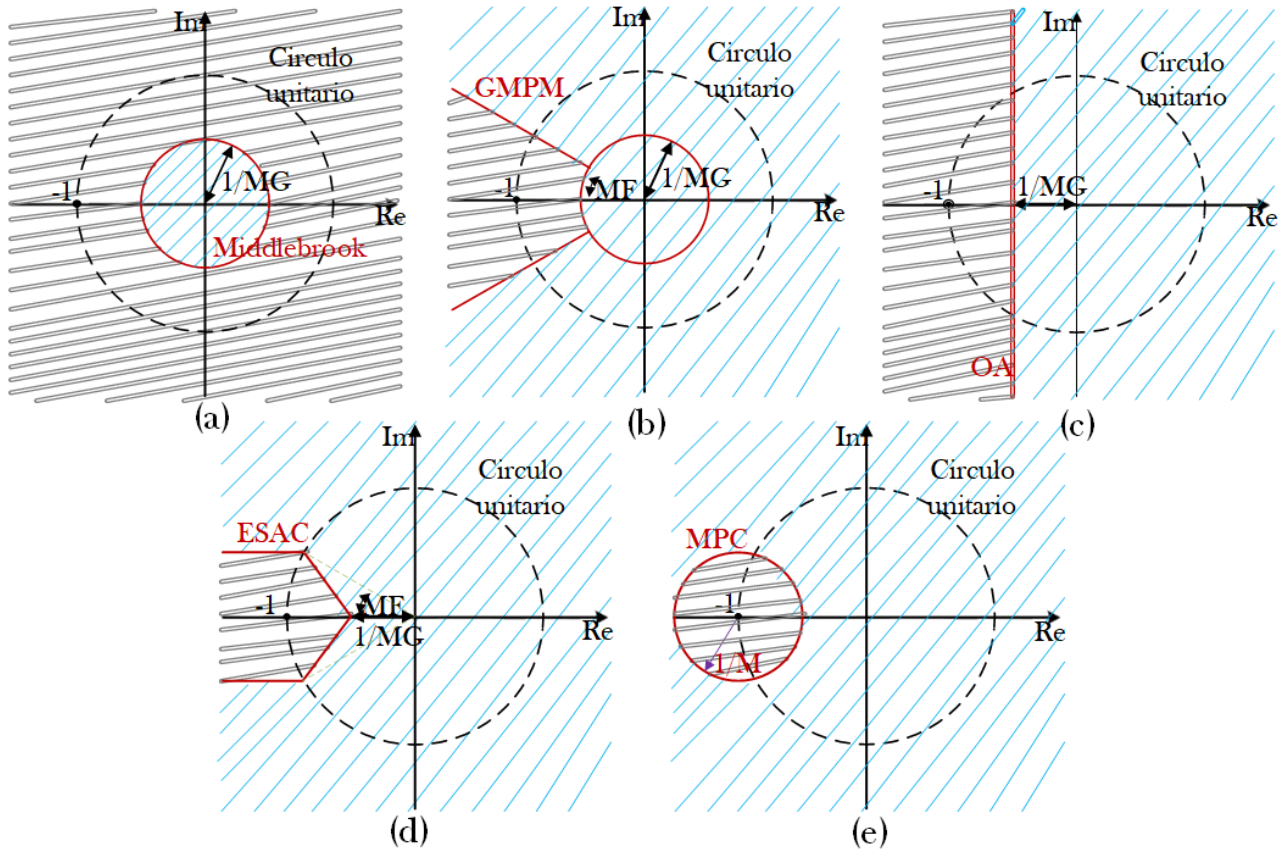


Figura 3.2: Colección de regiones prohibidas en el plano complejo; (a) criterio de Middlebrook, (b) GMPM, (c) OA, (d) ESAC, (e) MPC.

Del análisis presentado, se concluye que la estabilidad se mantiene sí.

$$\|Z_o\| \ll \|Z_{in}\| \text{ o } \|T_{MLG}\| = \left\| \frac{Z_o}{Z_{in}} \right\| \ll 1 \quad (3.3)$$

La condición de estabilidad (3.3) menos restrictiva de $T_{MLG}(s)$ del criterio de Middlebrook, establece que el gráfico de T_{MLG} debe encontrarse dentro del círculo unitario. Convencionalmente como regla de diseño (Figura 3.2a) se propone un margen de ganancia de tal forma que el gráfico polar se encuentre dentro de un círculo con radio igual al inverso del margen de ganancia (3.4) deseado (MG).

$$\|T_{MLG}\| = \left\| \frac{Z_o}{Z_{in}} \right\| = \frac{1}{MG} \text{ with } MG > 1 \quad (3.4)$$

Un aspecto de interés es que el criterio de Middlebrook solo toma en cuenta la magnitud de las impedancias de entrada y salida. Lo cual simplifica el análisis, pero resulta en un diseño conservador, que genera un incremento en el costo del diseño. La ventaja es que dependiendo del MG elegido se

establecen condiciones para mantener la estabilidad sin cambios aún en presencia de la adición de un filtro.

GMPM

El criterio GMPM (*Gain Margin Phase Margin*) [62] propone condiciones más relajadas de la estabilidad con el propósito de reducir el conservadurismo del criterio de Middlebrook. Debido a que el método considera el MG, además considera el MF (Figura 3.2b). La condición de estabilidad es:

$$\|T_{MLG}\| = \left\| \frac{Z_o}{Z_{in}} \right\| \leq \frac{1}{MG} \text{ and } |\arg(Z_o) - \arg(Z_{in})| \leq 180^\circ - MF \quad (3.5)$$

Usualmente un criterio es elegir MF=60° y un MG=6 dB. Comparado con el criterio de Middlebrook este criterio permite relajar las restricciones de la ganancia del lazo para evitar el sobredimensionamiento de los componentes pasivos en el diseño.

OA

El criterio de OA (*Opposing argument*) [63, 64] fue propuesto para definir una condición de estabilidad para múltiples cargas conectadas en paralelo. Este enfoque es relevante para sistemas donde las cargas son desconocidas, ya que si se cumple su criterio de estabilidad individual, el sistema interconectado será estable. Este criterio por razones prácticas utiliza especificaciones de carga individuales en lugar de utilizar la impedancia de carga combinada Z_{in} para garantizar la estabilidad. La región prohibida que se propone es definida por la siguiente desigualdad (Figura 3.2c).

$$\text{Re}(Z_o/Z_{in}) \leq -1/2 \quad (3.6)$$

Posteriormente fue propuesto que para cada carga individual # k con potencia P_{carga_k} se requiere satisfacer (3.7) y (3.8) como especificación individual para cada carga

$$\text{Re} \left(\frac{Z_o}{Z_{in_k}} \right) \geq -\frac{1}{2} \cdot \frac{P_{\text{carga}_k}}{P_{\text{fuente}}} \quad (k = 1, 2, \dots, n) \quad (3.7)$$

$$-90^\circ - \Phi_k < \angle Z_n - \angle Z_{ini} < 90^\circ + \Phi_k \quad (3.8)$$

ESAC

El método de ESAC [43], proviene del criterio de GMPM y su uso es más elaborado, debido que define un límite por partes definido por tres puntos (3.9) en el plano complejo (Figura 3.2d) y se requiere una gráfica tridimensional de frecuencia, fase y magnitud en el espacio de las admitancias. Otra caracte-

rística del método es que puede tomar en cuenta variaciones en los parámetros al requerir un conjunto de admitancias de la carga, por lo cual garantiza estabilidad robusta ante variaciones paramétricas.

$$\begin{aligned} p1 &= \left(-\frac{1}{MG}, 0\right) \\ p2 &= \left(-\cos\left(MF\frac{\pi}{180}\right), \sin\left(MF\frac{\pi}{180}\right)\right) \\ p3 &= \left(-\cos\left(MF\frac{\pi}{180}\right), -\sin\left(MF\frac{\pi}{180}\right)\right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

MPC

El criterio MPC (*Maximum Peak Criteria*) [65], propone ocupar como región prohibida el área de un círculo en el plano complejo (-1,0), utilizando la función de sensibilidad:

$$|S_{\text{máx}}|_{\text{MF}} = \frac{1}{\sqrt{2(1 - \cos(\text{MF}))}} = \frac{1}{2 \sin(\text{MF}/2)} \quad (3.10)$$

$$|S_{\text{máx}}|_{\text{MG}} = \frac{1}{1 - 1/\text{MG}} \quad (3.11)$$

Denotando $|S_{\text{máx}}| = M_S$ y $L(j\omega) = \alpha + j\beta$, entonces $(1 + \alpha)^2 + \beta^2 = 1/M_S^2$ forma un círculo en el plano complejo con centro (-1,0) y radio de $1/M_S$. Donde M_S representa una distancia máxima permisible del punto crítico a $L(j\omega)$.

3.2. MARCO DE ANÁLISIS DE ESTABILIDAD NOMINAL

En la Figura 3.3 se muestra el SPD de la nanorred propuesta para el análisis de estabilidad. Se observa la configuración de los componentes de la nanorred, a partir de aquí se obtienen las impedancias de salida y de entrada en todos los subsistemas en donde existe un punto de interconexión. A partir de los diagramas de bloques utilizados para el control de los convertidores 2.9 y 2.11, se obtienen las funciones de transferencia de v_o^{Fi}/i_o^{Fi} (utilizando la fórmula de ganancia de Masón 3.12), que corresponde a la impedancia de salida en lazo cerrado Z_{oLC}^{Fi} del subsistema fuente y de la misma manera se obtiene la impedancia de entrada Z_{inLC}^{Fi} del subsistema carga. El cálculo de las impedancias se realiza simbólicamente y se utiliza la función *minreal* del software Matlab para obtener una realización mínima en las funciones de transferencia. Con el objetivo de no producir ceros invariantes, ya que los ceros cancelan polos asociados con estados incontrolables o no observables y por lo tanto, tienen una importancia práctica limitada [66]. En el Apéndice A se detalla el procedimiento para obtener las impedancias de los subsistemas.

$$G = \frac{y_{\text{salida}}}{y_{\text{entrada}}} = \frac{\sum_{k=1}^N P_k \Delta_k}{\Delta} \quad (3.12)$$

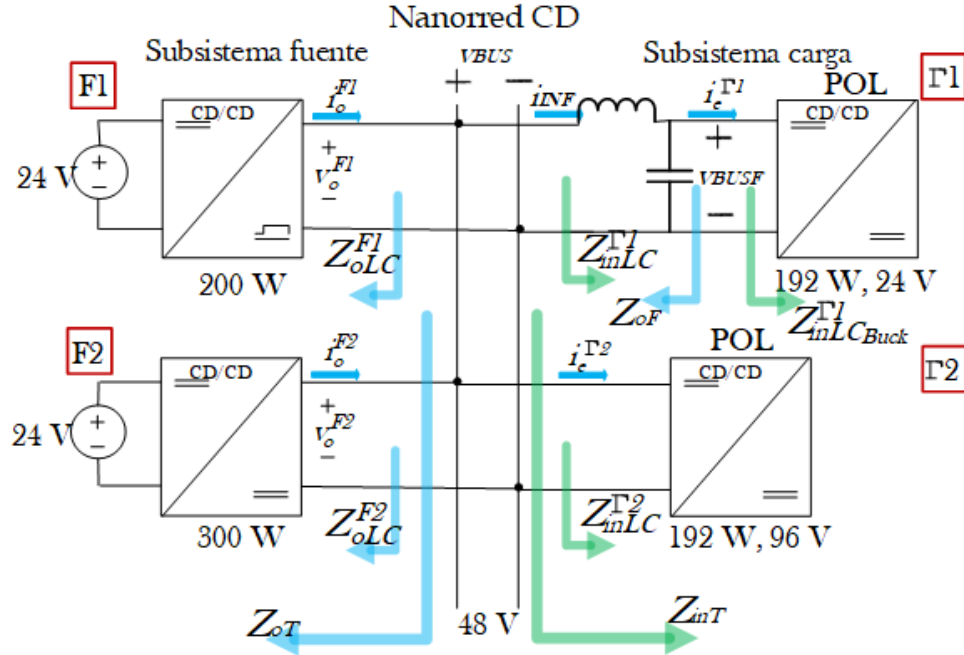


Figura 3.3: Configuración propuesta de la nanorred de CD.

$$\Delta = 1 - \sum L_i + \sum L_i L_j - \sum L_i L_j L_k + \dots + (-1)^m \sum + \dots$$

En algunos casos la impedancia de entrada se aproxima a la resistencia negativa generada por las características CPL. En este escenario se asume que existe un controlador que regule de manera ideal, aunque esta aproximación solo es válida en el rango del ancho de banda del controlador [16]. Por lo tanto, si se obtiene la impedancia de entrada exacta del convertidor POL, se tiene la ventaja de conocer la dinámica existente por el controlador, además de conocer de una manera más completa la interconexión con el subsistema fuente. La impedancia de salida máxima en el filtro se encuentra en la frecuencia resonante, en algunos casos se puede lograr que se satisfaga la condición $\|Z_o\| \ll \|Z_{in}\|$ con el subsistema carga, diseñando la frecuencia de corte del filtro un poco antes o después, con el objetivo de evitar que las máximas impedancias se encuentren en el mismo rango de frecuencias [67]. Por lo tanto, es más conveniente obtener la impedancia de entrada de los convertidores POL.

3.2.1. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD ENTRE FILTRO DE ENTRADA Y EL CONVERTIDOR POL BUCK

El diseño del filtro se realiza con el propósito de satisfacer la estabilidad entre la interconexión del filtro de entrada y el convertidor POL y cumplir con la reducción de la corriente pulsante de entrada.

Para el diseño de los parámetros del filtro se utiliza la Ecuación (3.13), donde se propone la frecuencia de corte aproximadamente a un tercio de la frecuencia de conmutación. En la Tabla 3.1 se tienen tres casos en donde son incorporados diferentes valores en la resistencia parásita asociada al capacitor (R_{CF}). El objetivo es explicar con algunos escenarios el efecto de la variación paramétrica en la estabilidad del sistema.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \quad (3.13)$$

Tabla 3.1: Parámetros de filtro de entrada

	L_F	R_{LF}	C_F	R_{CF}
Filtro de entrada caso I	$12\mu H$	$30m\Omega$	$8,2\mu F$	$320m\Omega$
Filtro de entrada caso II	$12\mu H$	$30m\Omega$	$8,2\mu F$	$32m\Omega$
Filtro de entrada caso III	$12\mu H$	$30m\Omega$	$8,2\mu F$	$3,2m\Omega$

La impedancia de salida del filtro es dada por (2.46):

$$Z_{oF} = \frac{s(L + R_{LF}R_{CF}C_F) + s^2L_F C_F R_{CF} + R_{LF}}{s^2L_F C_F + sC_F(R_{LF} + R_{CF}) + 1} \quad (3.14)$$

donde la magnitud de la respuesta en frecuencia es dada por:

$$\|Z_{oF}\| = \sqrt{\frac{[(C_F R_{CF} \omega)^2 + 1] [(\omega L_F)^2 + R_{LF}^2]}{\omega^2 (L_F^2 C_F^2 \omega^2 - 2L_F C_F + R_{CF}^2 C_F^2 + 2R_{CF} R_{LF} C_F^2 + R_{LF}^2 C_F^2) + 1}} \quad (3.15)$$

A partir de (3.15) es posible encontrar el valor de ω en el cual la impedancia de salida es máxima, este punto es cuando $w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}}$. Por lo tanto, reemplazando w por w_0 y simplificando la expresión, se obtiene:

$$\|Z_{oF}\|_{max} = \sqrt{\frac{(C_F R_{CF}^2 + L_F)(C_F R_{LF}^2 + L_F)}{C_F^2 (R_{CF} + R_{LF})^2}} \quad (3.16)$$

En el análisis de estabilidad se emplea la impedancia de salida del filtro Z_{oF} así como la impedancia de entrada del convertidor Buck $Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}$. En la Figura 3.4 se muestra la respuesta en frecuencia de $Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}$, la impedancia de entrada ($Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1} - ideal$) considerando el controlador ideal (3.17) [68] y 3 impedancias de salida del filtro Z_{oF} considerando los 3 escenarios diferentes. Se observa que la impedancia de entrada ($Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1} - ideal$) (3.17) es una buena aproximación hasta los 10 KHz , si la impedancia máxima del filtro se encuentra después de los 10 KHz se recomienda utilizar la impedancia obtenida de manera completa.

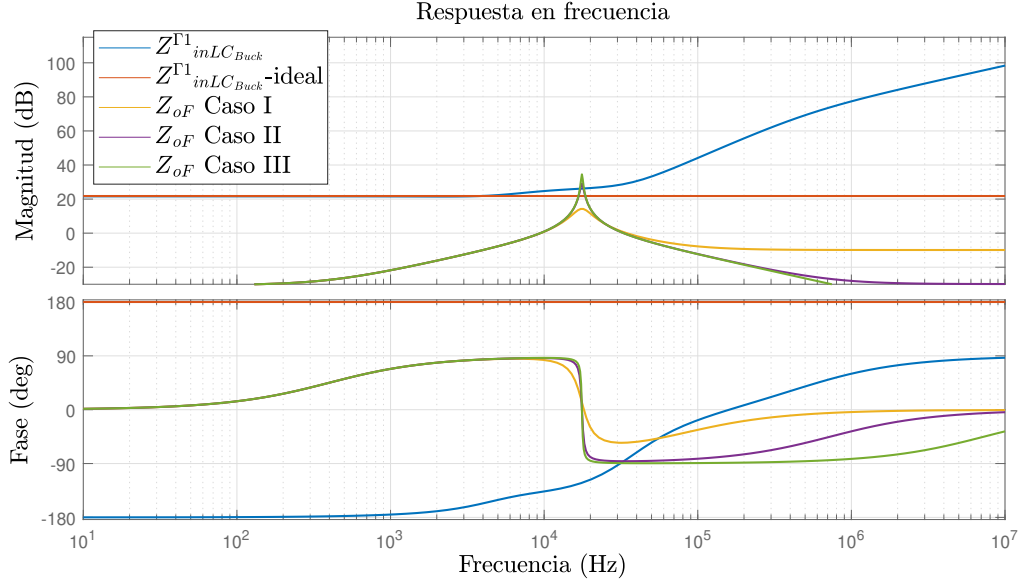


Figura 3.4: Respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada del convertidor buck e impedancia de salida del convertidor boost.

$$Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1} - ideal = -\frac{R_{o1} + R_L^{\Gamma 1}}{D^2} \quad (3.17)$$

En la Figura 3.5 se muestran los diferentes contornos de Nyquist de la ganancia de lazo $T_{MLG} = \frac{Z_{oF}}{Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}}$ bajo tres escenarios diferentes, utilizando la impedancia de entrada completa $Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}$ y las impedancias de salida Z_{oF} . En el caso I, la impedancia de salida Z_{oF} y la impedancia de entrada $Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}$ satisfacen la condición del criterio de Middlebrook $\|Z_{oF}\| \ll \|Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}\|$, por lo tanto la gráfica polar T_{MLGF1} en la Figura 3.5 es estable de acuerdo al criterio de estabilidad de Nyquist, donde un MF infinito, implica que el contorno no toca el círculo unitario. En el caso II, Z_{oF} intersecta en su frecuencia del pico resonante con $Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}$, pero el contorno de Nyquist de la Figura 3.5 indica estabilidad. El contorno de Nyquist toca el círculo unitario en la frecuencia donde no se satisface la condición $\|Z_{oF}\| \ll \|Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}\|$ en los diagramas de Bode. Si el contorno toca el círculo unitario, se presentan pequeñas oscilaciones. Para el caso de estudio, éstas ocurren aproximadamente en la frecuencia 15.8 KHz , que es la frecuencia donde la intersección de las Gráficas de Bode presenta una diferencia de fase mayor a 180° . El caso III no cumple el criterio de estabilidad de Nyquist, lo que significa que el sistema es inestable.

En conclusión, el efecto de la resistencia parasita del capacitor, afecta de forma importante en el pico máximo de la impedancia de salida, pero este efecto es a expensas de pérdidas disipativas.

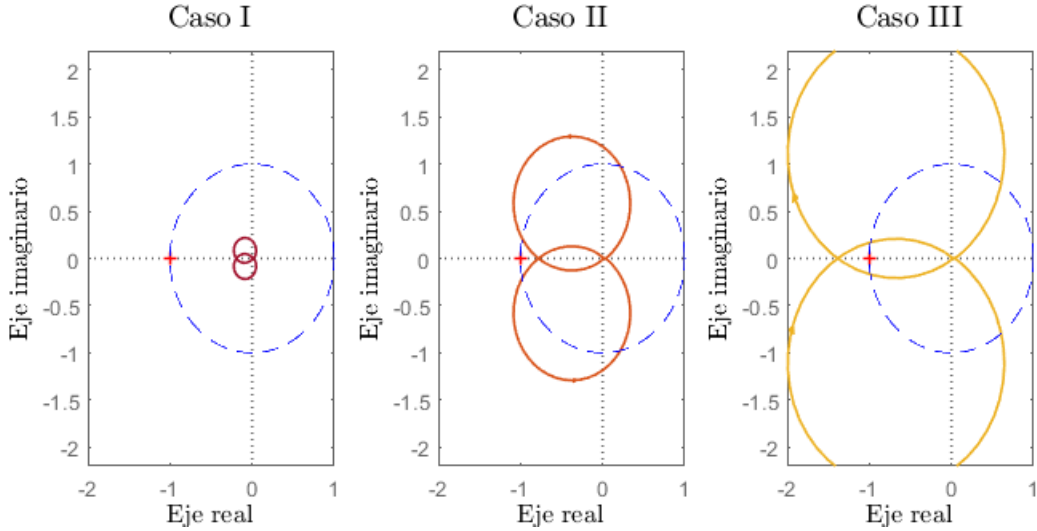


Figura 3.5: Contorno de Nyquist del conjunto formado por el filtro de entrada y el convertidor POL buck.

3.2.2. SIMULACIÓN EN PSIM DEL FILTRO DE ENTRADA Y CONVERTIDOR POL BUCK

Con el objeto de observar el comportamiento del sistema en conjunto formado por el filtro de entrada y el convertidor POL buck se realizaron simulaciones en PSIM. Los resultados de las simulaciones de los tres diferentes casos de estabilidad se encuentran en la Figura 3.6.

- Caso I (azul): la gráfica de la Fig. 3.6.a muestra la simulación de la respuesta transitoria en el punto de interconexión entre el filtro de entrada y el convertidor POL buck V_{BUSF} , el cual es de 48 V. En la Fig. 3.6.b se presenta un análisis del contenido armónico de la simulación anterior utilizando la herramienta de una transformación rápida de Fourier (FFT *Fast Fourier Transform*). El objetivo es verificar si con el análisis de estabilidad basado en impedancias se pueden observar aspectos de interés en la respuesta temporal. Los resultados señalan que el primer armónico es de 48 V y no se presentan otras componentes en magnitud en el espectro de frecuencias mostradas, debido a que se satisface la condición de estabilidad $\|Z_{oF}\| \ll \|Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}\|$.
- Caso II (rojo): del mismo modo que el caso anterior, en la Fig. 3.6.c se realiza la simulación de la respuesta transitoria en el punto de interconexión del conjunto formado por el filtro de entrada y el convertidor. La simulación señala que el sistema llega al punto de operación de 48 V, pero con oscilaciones en la respuesta transitoria. De la misma manera que en el caso anterior se realiza un análisis del contenido armónico de la simulación anterior. El primer armónico es de 48 V y se presenta otra componente aproximadamente en la frecuencia de corte del filtro de entrada. Esto coincide con los análisis de estabilidad presentados anteriormente, donde la componente

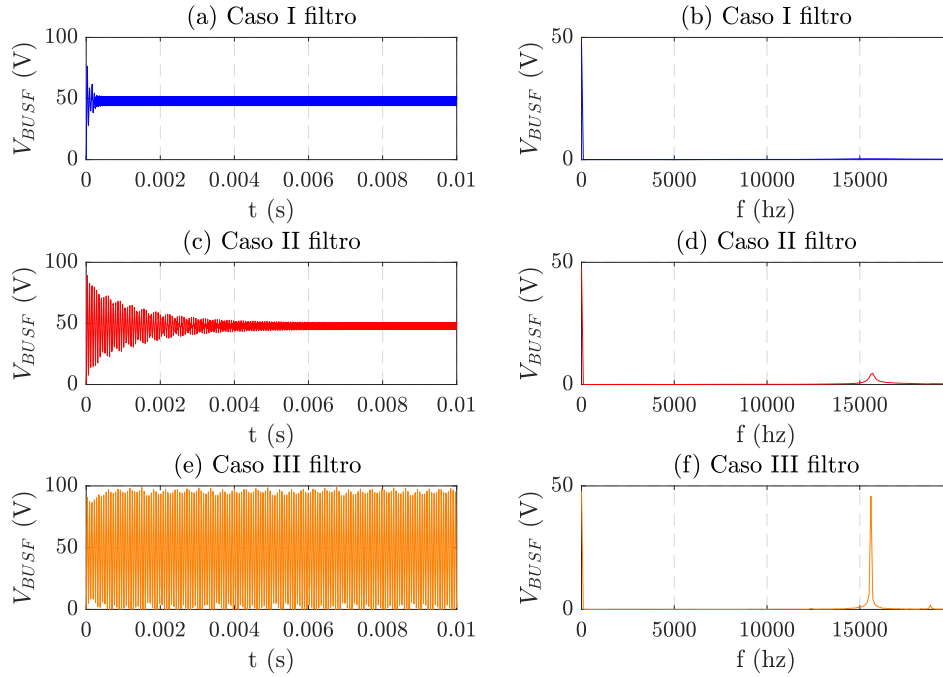


Figura 3.6: Respuesta temporal del punto de interconexión entre el convertidor POL buck y el filtro de entrada.

armónica se encuentra en el espectro de frecuencia donde no se satisface la condición $\|Z_{oF}\| \ll \|Z_{inLC}^{\Gamma 1}\|$. A pesar de no cumplirse la condición anterior, el resultado es estable como lo indica el análisis de estabilidad del criterio de Nyquist (Fig. 3.5).

- Caso III (naranja): se realiza el mismo procedimiento de los casos anteriores. En la simulación de la Fig. (e) la respuesta temporal es inestable. Con el análisis del contenido armónico, las oscilaciones ocurren en la frecuencia de corte del filtro de entrada, la cual es la máxima impedancia de salida del filtro. Está impedancia de salida aumenta al disminuir la resistencia parásita asociada al capacitor, por lo tanto, no se logra satisfacer estabilidad con el criterio de Nyquist.

3.2.3. CÁLCULO DE IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL FILTRO Y EL CONVERTIDOR POL BUCK

El filtro de entrada en conjunto con el convertidor POL son ahora parte del subsistema carga, por lo que se requiere para la interconexión entre el subsistema fuente Z_{oT} y el subsistema carga Z_{inT} la impedancia de entrada del filtro junto con el convertidor POL $Z_{inLC}^{\Gamma 1}$, para ello se mencionan dos alternativas. La primera es obtener la impedancia de entrada exacta. En la Figura 3.7 se muestra el

diagrama de bloques del subsistema formado por el filtro y el convertidor POL buck. En el lado derecho de la figura señalada por una flecha roja se encuentra una simplificación del sistema. La simplificación se logra al conocer la función de transferencia de $v_{BUSF}/i_e^{\Gamma 1}$, que equivale a la admitancia del convertidor buck regulado.

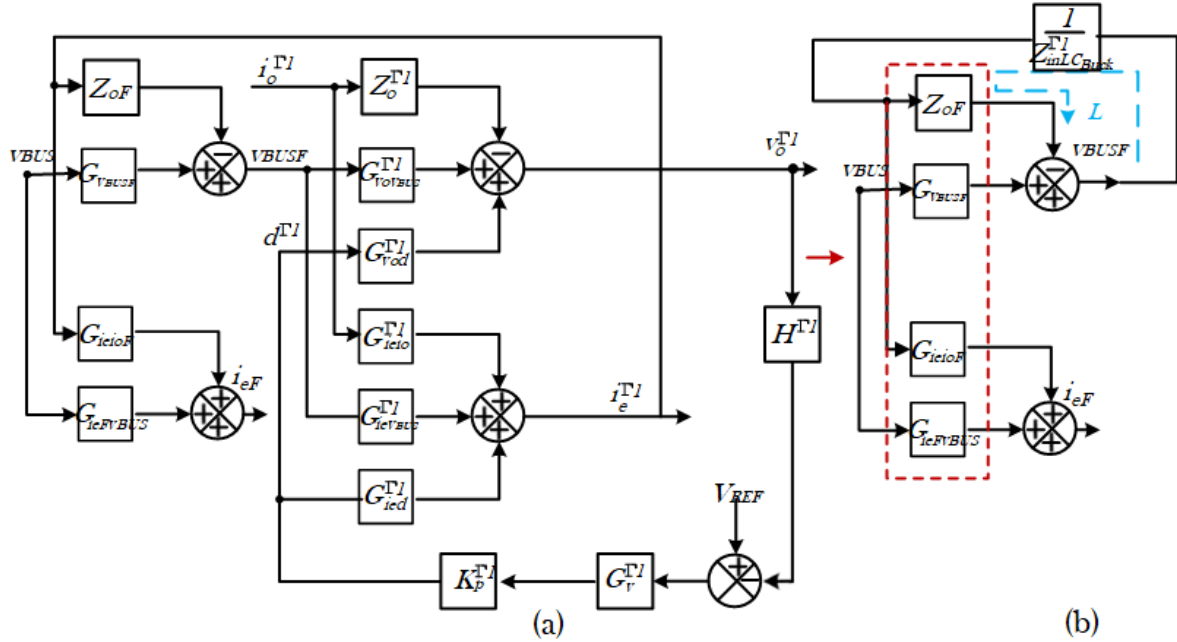


Figura 3.7: (a) Diagrama de bloques del filtro de entrada y el convertidor POL, (b) simplificación del diagrama de bloques convertidor POL.

La otra alternativa es considerar el convertidor POL como un resistor ideal con el valor de la impedancia de entrada al considerar un controlador ideal (3.17). En esta situación $R_{Buck} = Z_{inLC_{Buck}}^{\Gamma 1}$ -ideal, lo que significa que el valor de la impedancia de entrada del convertidor POL es un valor constante. El análisis se realiza a partir de la Figura 3.8 considerando el filtro y el convertidor buck regulado. En la Ecuación (3.18) se presenta la función de transferencia de la admitancia y se obtiene la impedancia de entrada $Z_{inLC}^{\Gamma 1}(s) - ideal = \frac{1}{Y_{inLC}^{\Gamma 1}(s)}$.

$$Y_{inLC}^{\Gamma 1}(s) = \frac{1}{R_{LF} + R_{Buck}} \frac{sC_F(R_{CF} + R_{Buck}) + 1}{s^2 L_F C_F \left(\frac{R_{BUCK} + R_{CF}}{R_{LF} + R_{Buck}} \right) + s \frac{L_F + C_F(R_{CF} R_{Buck} + R_{LF} R_{Buck} + R_{CF} R_{LF})}{R_{LF} + R_{Buck}} + 1} \quad (3.18)$$

En la Figura 3.9 se presenta la respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada usando el filtro bajo los enfoques mencionados. Entonces para el diseño del filtro interconectado a un SPD en el subsistema carga se deben tener en cuenta varios aspectos.

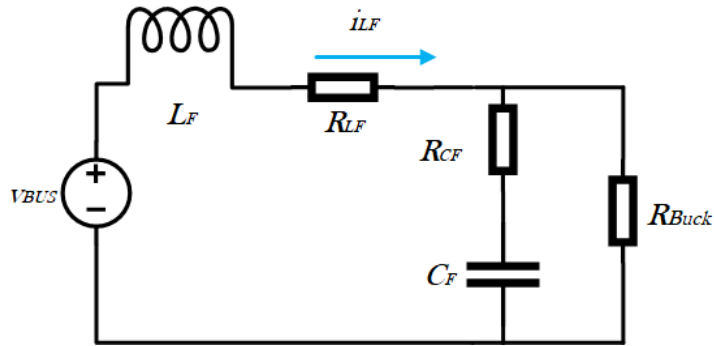


Figura 3.8: Circuito equivalente para obtener la impedancia de entrada del filtro con el convertidor buck ideal.

- Para dar sencillez al análisis por la interconexión entre el filtro y el convertidor POL, la energía suministrada por todo el subsistema fuente V_{BUS} se considera una fuente de voltaje ideal de 48 V.
- Se debe satisfacer la estabilidad en el punto de interconexión de la impedancia de salida del filtro y la impedancia de entrada del convertidor.

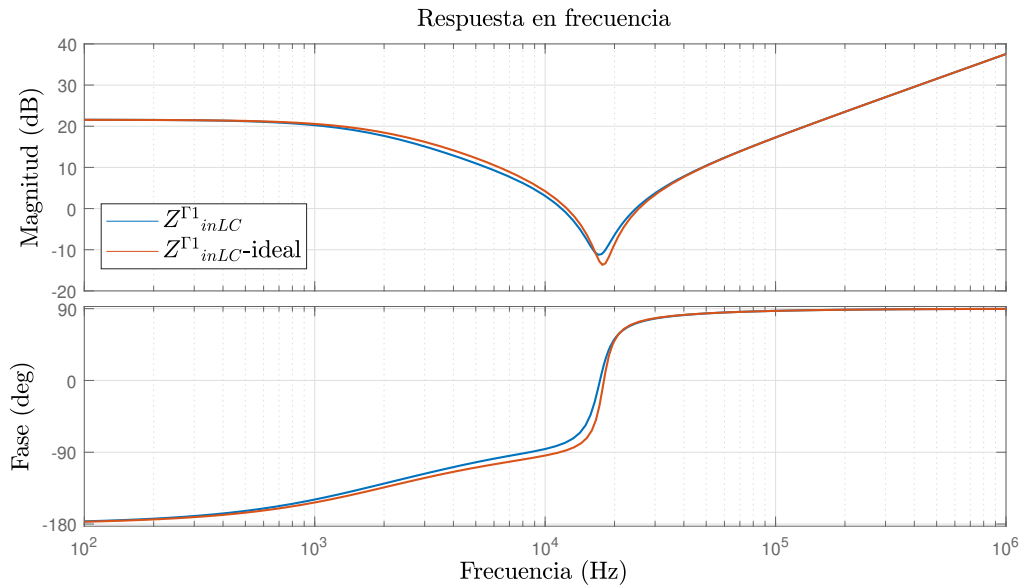


Figura 3.9: Comparación de las impedancias de entrada total por la interconexión entre el filtro y el convertidor POL buck

3.3. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD NOMINAL DE LA NANORRED

La nanorred propuesta se representa como un circuito equivalente (Figura 3.10a), donde Z_{oLC}^{Fi} representa la impedancia de salida de los subsistemas fuente, $Z_{inLC}^{\Gamma k}$ la impedancia de entrada del subsistema carga y v_{si} el voltaje de entrada del subsistema fuente. Una de las alternativas para simplificar el sistema, es utilizando el principio de Millman (3.19) [69].

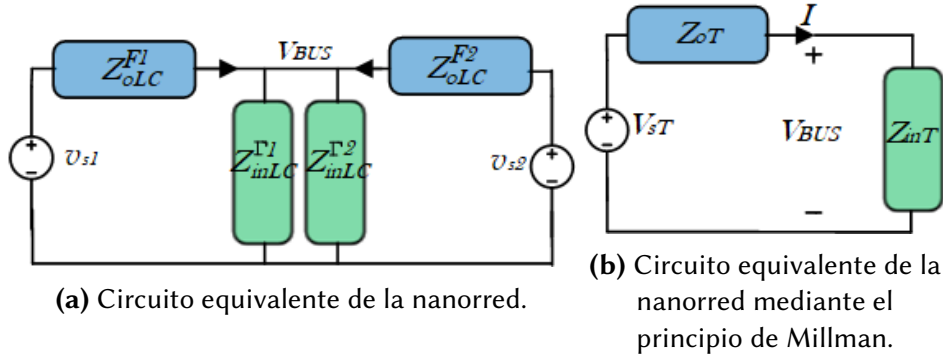


Figura 3.10: Representación de la nanorred para el análisis de estabilidad.

$$V_{sT} = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{v_{si}}{Z_{oLC}^{Fi}}}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_{oLC}^{Fi}}}, \quad Z_{oT} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_{oLC}^{Fi}}, \quad Z_{inT} = \sum_{k=1}^N \frac{1}{Z_{inLC}^{\Gamma k}}. \quad (3.19)$$

A partir de la Figura 3.10b se obtiene el marco de análisis para la estabilidad nominal $H(s)$, que se presenta en (3.20).

$$H(s) = \frac{1}{1 + Z_{oT}(s)/Z_{inT}(s)} \quad T_{MLG} = \frac{Z_{oT}}{Z_{inT}} \quad (3.20)$$

La condición de estabilidad nominal se resuelve con el criterio de estabilidad de Nyquist, al utilizar la ganancia de lazo T_{MLG} . Por el momento, el análisis para la nanorred se realiza de manera general, donde solo se desea establecer si el sistema es estable, sin definir cual de los convertidores tiene mayor efecto en la condición de estabilidad, resultando en un aspecto de gran interés que será tratado posteriormente. Una alternativa es considerar el estudio de la nanorred en diferentes casos de operación. Por lo tanto es importante realizar pruebas de estabilidad de todos los posibles escenarios, con la finalidad de ampliar las condiciones de operación de la nanorred.

En la Tabla 3.2 se muestran los 7 posibles casos permitidos dentro de la nanorred. Entonces la estabilidad se analiza para todos los posibles casos utilizando el criterio de Nyquist y el circuito equivalente obtenido a través del principio de Millman. Recordando que el criterio de Middlebrook busca que la impedancia de entrada sea mucho mayor que la impedancia de salida $Z_{oT} \ll Z_{inT}$. A partir del criterio de Middlebrook, una alternativa para el análisis de estabilidad de la nanorred es delimitar el trabajo en una frontera, que consiste en encontrar el peor escenario. La manera más sencilla es considerar la máxima impedancia de los convertidores fuente considerando únicamente la magnitud $Z_{OUT_{MAX}}$ y la menor impedancia de los convertidores carga $Z_{IN_{MAX}}$.

Tabla 3.2: Casos de operación

Casos	Subsistema fuente		Subsistema carga	
	Boost 200 W	Boost 300 W	Buck 192 W	Boost 192 W
Caso I	1	0	1	0
Caso II	1	0	0	1
Caso III	0	1	1	0
Caso IV	0	1	0	1
Caso V	1	1	1	0
Caso VI	1	1	0	1
Caso VII	1	1	1	1

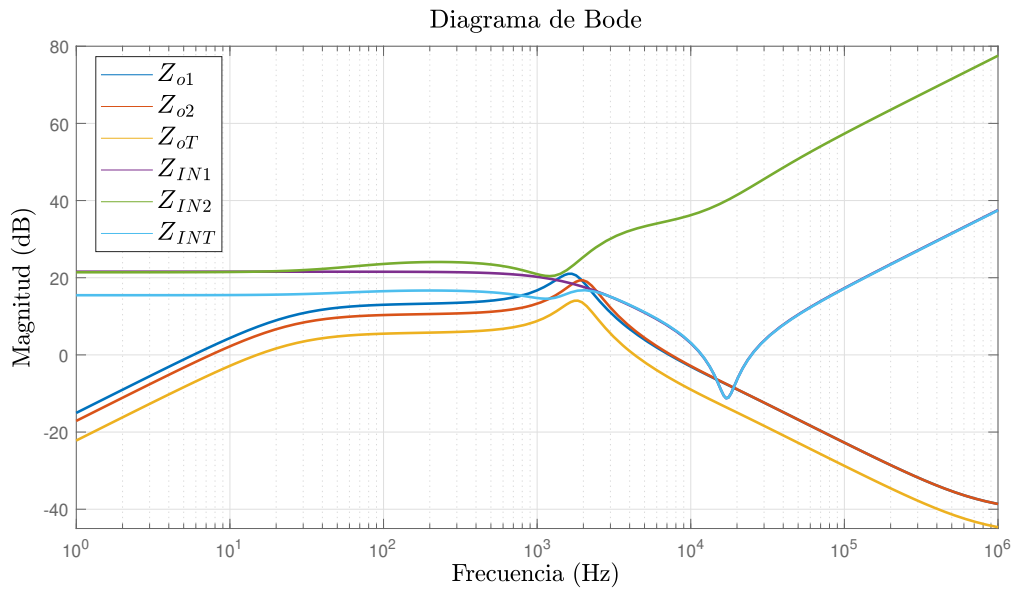


Figura 3.11: Magnitud de la respuesta en frecuencia de las impedancias de entrada y de salida de los convertidores.

En el diagrama de Bode de la Figura 3.11 se observa que el peor escenario corresponde cuando

está activo el subsistema fuente al convertidor boost de 200 W Z_{o1} y el subsistema carga es el paralelo del convertidor buck-F 192 W y boost 192 W Z_{inT} . Como se muestra en la Tabla 3.2 esta opción no es permitida por las características en términos de potencia de la nanorred. Además el peor escenario permitido es cuando está activo el convertidor boost de 200 W en el subsistema fuente y el convertidor buck-F de 192 W (caso I) en el subsistema carga. Se observa que no satisface el criterio de estabilidad de Middlebrook en términos de ganancia debido a la intersección que existe en algunas regiones de frecuencias, pero el criterio de estabilidad de Nyquist si lo satisface como se observa en la Figura 3.12. Como se mencionó anteriormente el criterio de estabilidad de Middlebrook es más conservador, dado que solo considera la magnitud de las impedancias, pero es un buen punto de partida y si se satisface con un MG deseado se logra que la dinámica por la adición de filtro no se vea afectada. Otros aspectos a recalcar son los siguientes:

1. La impedancia de salida más baja se logra cuando en el subsistema fuente todos los convertidores están activos. Lo que corresponde que a un mayor número de convertidores fuente conectados la impedancia de salida Z_{oT} disminuye.
2. La impedancia de entrada más alta se logra cuando solo el convertidor boost 192 W está conectado y en el mismo sentido se disminuye cuando se agregan más convertidores carga. Lo anterior coincide que a mayor número de convertidores se requieren mayores niveles de potencia y queda comprometida la estabilidad del sistema.
3. El caso VI de la Figura 3.12 corresponde a emplear en el subsistema fuente los dos convertidores y en el subsistema carga el convertidor boost de 192 W, esto es equivalente a utilizar los dos puntos anteriores (menor impedancia de salida y mayor impedancia de entrada). En el diagrama de Nyquist del caso VI se garantiza la estabilidad, además el contorno de Nyquist es el más pequeño y tiene un margen de fase infinito, lo que significa que es el caso con mejores características de estabilidad.
4. Considerando el escenario anterior es complicado clasificar el “mejor” y “peor” escenario de manera precisa, por ejemplo el caso II es el caso con mayor MG, pero no toca el círculo unitario. Otra situación ocurre en el caso I y III, donde se pensaría que el caso I por términos de potencia representaría un peor escenario, pero el caso III tiene un mayor MG y su contorno es un poco más grande.
5. Dicho lo anterior, es un buen punto de inicio el clasificar en términos de potencia y a partir de ahí asegurar la estabilidad de los peores casos. Hay que tener en cuenta que la dinámica de las impedancias depende de muchos factores. En el subsistema fuente del controlador y de los componentes, para los subsistemas carga es una buena aproximación considerar un controlador ideal, entonces el nivel de potencia para la impedancia es el parámetro más esencial. Pero sí al subsistema carga se le agrega un filtro de entrada, la impedancia de entrada se ve afectada por

la incorporación del filtro de entrada. En el Apéndice B, se realiza todo el análisis de estabilidad del caso VII presentado en este trabajo sin considerar el filtro de entrada.

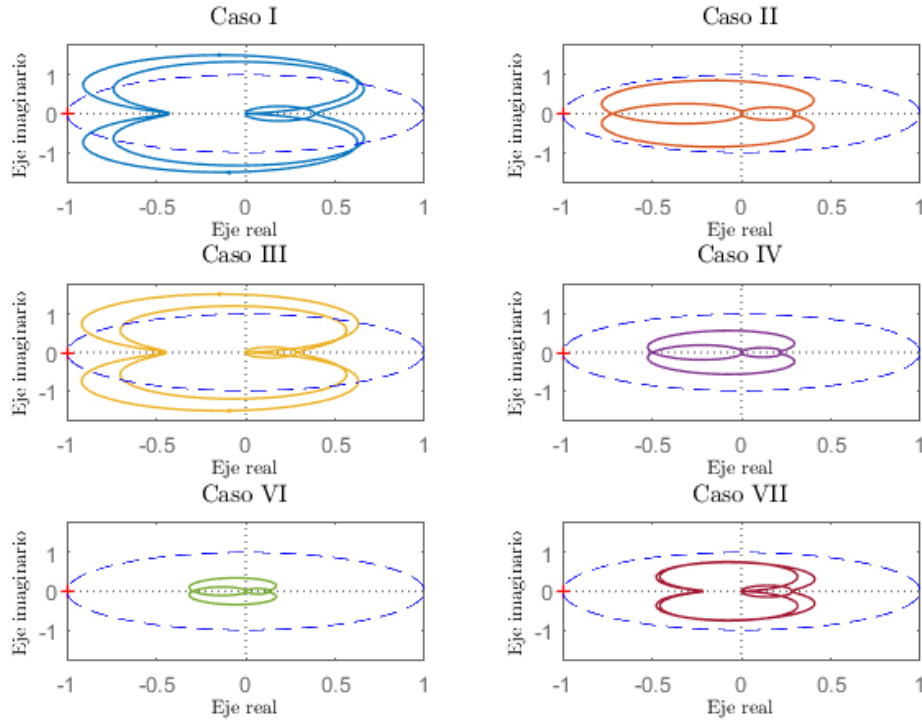


Figura 3.12: Contorno de Nyquist de T_{MLG} de los diferentes casos de operación de la nanorred.

Por lo tanto, es complicado clasificar de manera precisa a los peores y mejores escenarios, pero los niveles de potencia proporcionan información suficiente para realizar una aproximación. El objetivo es conocer la escalabilidad en la nanorred y garantizar la estabilidad de los escenarios que se encuentren en la frontera. Es decir,

$$Z_{OUT_{MIN}} \ll Z_{OUT} \ll \underbrace{Z_{OUT_{MAX}} \ll Z_{IN_{MIN}}}_{ALERTA} \ll Z_{IN} \ll Z_{IN_{MAX}} \quad (3.21)$$

3.3.1. SIMULACIÓN EN PSIM DE TODA LA NANORRED

Se realizan una serie de simulaciones en el software PSIM para comprobar el análisis de estabilidad de los subsistemas interconectados. En la Tabla 3.3 se muestran los parámetros de simulación de todos los casos de operación.

Tabla 3.3: Parámetros de la simulación.

Software	PSIM
Tiempo de simulación	90 ms
Tiempo de paso	0.1 μs
Frecuencia de conmutación	50 KHz

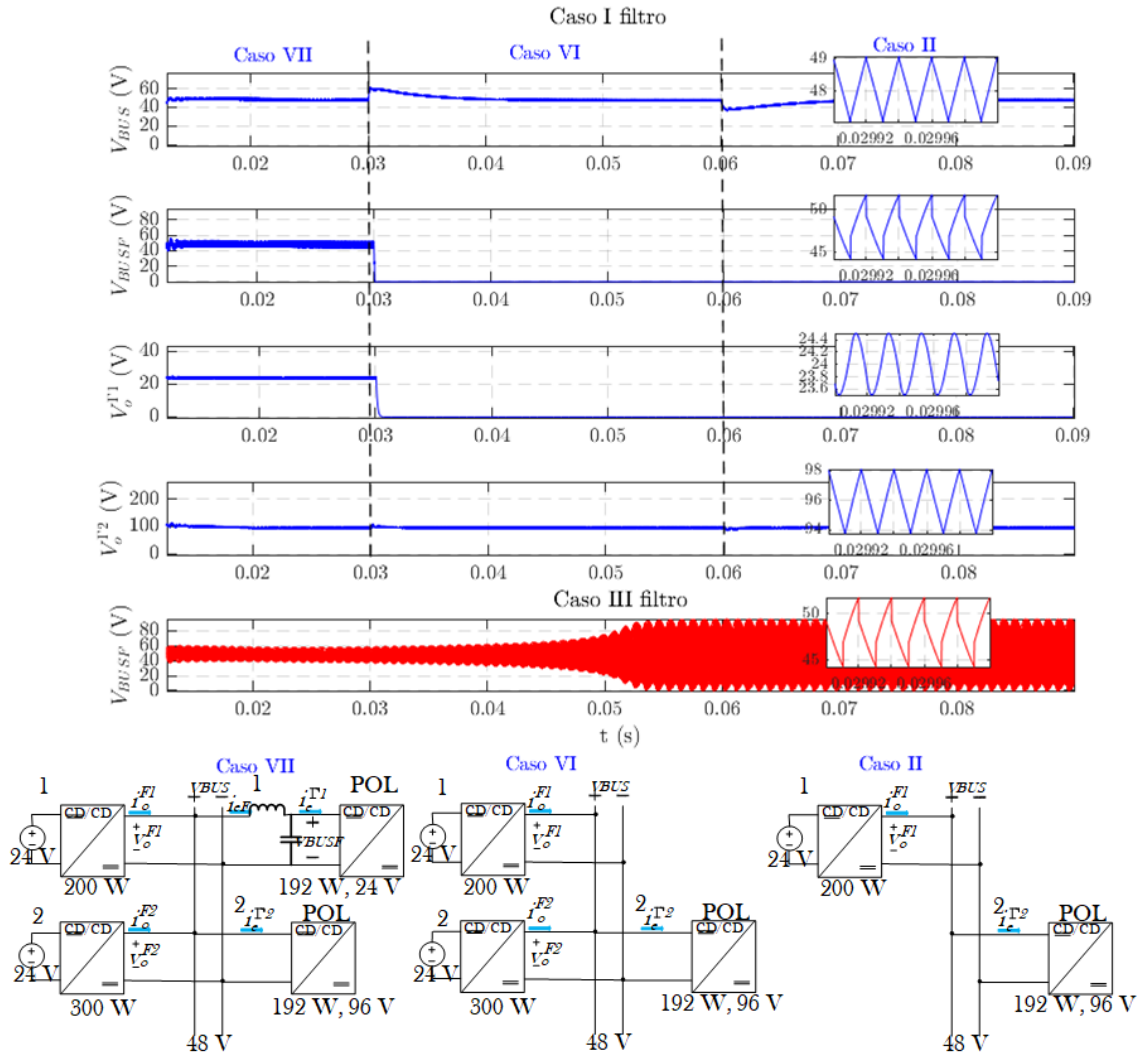


Figura 3.13: Respuesta temporal de la simulación de los diferentes casos de operación de la nanorred.

En la Figura 3.13 se muestran 2 diferentes casos correspondientes a los parámetros del filtro para corroborar la estabilidad calculada en la Figura 3.7. El caso I es el caso estable (línea azul), cada 30 mseg entra en operación un escenario diferente, en los primeros 30 mseg todos los convertidores están encendidos (caso VII), en la Figura 3.14 se observa el esquemático en PSIM del caso VII. En el siguiente

periodo se desconecta el convertidor POL buck con filtro (caso VI) y en el último escenario se desconecta del subsistema fuente el convertidor boost de 300 W (caso II). En la simulación de PSIM se miden tres variables, la primera mide el voltaje en el bus de CD. El voltaje en estado estable del voltaje en el bus de CD V_{BUS} es de 48 V, lo cual satisface el diseño de la característica principal de la nanorred. El voltaje en el bus por el cambio de los casos de operación es levemente afectado, pero aproximadamente a los 4 mseg regresa a 48 V. Las perturbaciones en el bus de CD son soportadas por los convertidores POL, por ejemplo el convertidor POL boost V_{96} es el único que se mantiene activo en todos los casos de operación y su voltaje de salida $v_o^{\Gamma 2}$ no se ve afectado por las perturbaciones que sufre en el voltaje de entrada V_{BUS} . Por último, la gráfica con la línea roja muestra el voltaje de salida del filtro solo por variar la resistencia parásita (caso III de la Tabla 3.1), por lo tanto, se verifica la inestabilidad que se detectó con el criterio de Nyquist en la Figura 3.5.

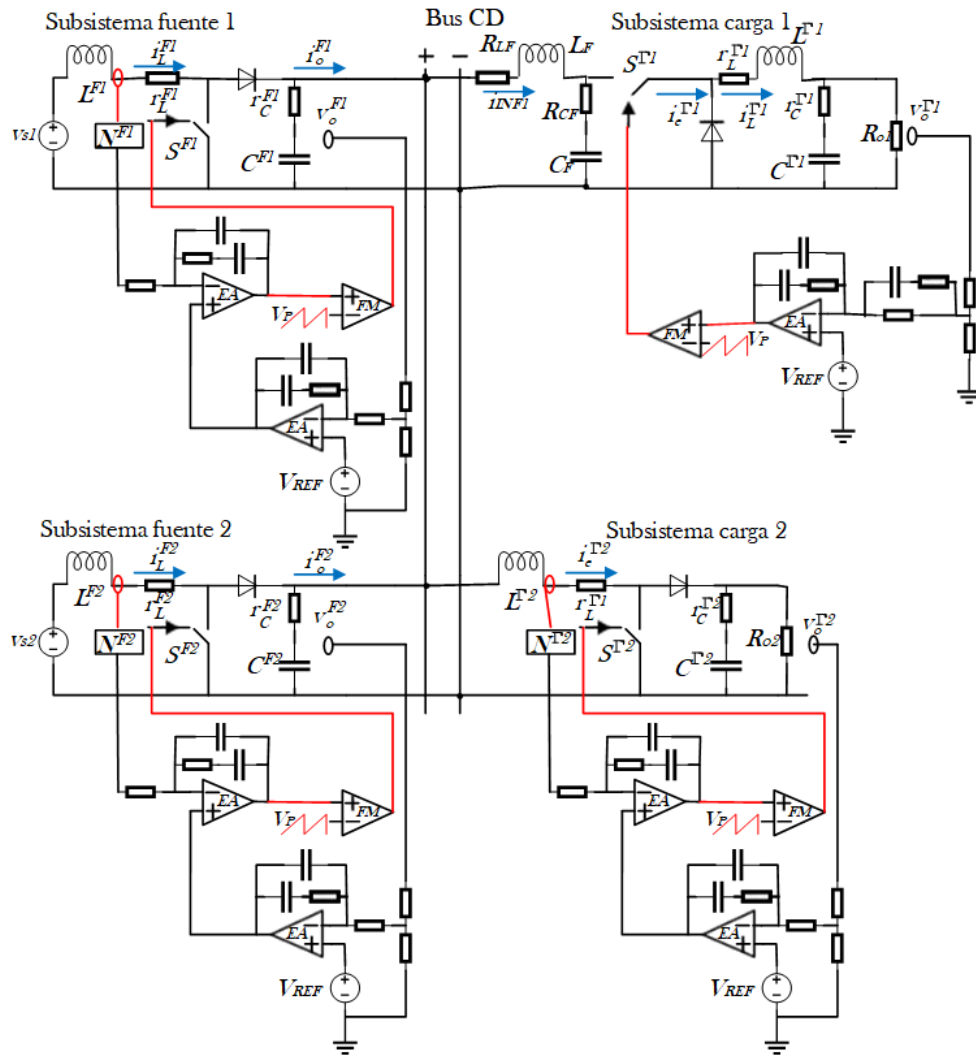


Figura 3.14: Circuito esquemático para la simulación en el software PSIM del caso VII.

3.4. DESCRIPCIÓN Y ANÁLISIS DE ASPECTOS DE INTERÉS DE LA NANORRED

En el prototipo de la nanorred que se planteó, existen aspectos que no se consideraron, pero con el análisis realizado del prototipo propuesto se pueden incorporar. Es deseable que una nanorred tenga la capacidad de almacenamiento de energía y si es interconectada a la red, la gestión de energía con la red eléctrica, además de que el voltaje no dependa de un solo bus de CD. Todas estas características mencionadas se pueden incorporar dentro del análisis de estabilidad con sus respectivos retos. Además, existen aspectos que se pueden estudiar para ampliar las capacidades del sistema, por ejemplo evaluar el funcionamiento del sistema si se utilizan convertidores a diferente frecuencia de conmutación, o describir cómo se analizaría el sistema si se requiere modelar la conexión remota de elementos de la red debido al efecto del cableado de conexión.

3.4.1. SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE LA NANORRED A DIFERENTES FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN

Evaluar la respuesta del sistema a diferentes convertidores es esencial para evaluar la escalabilidad del mismo. Para este estudio se utiliza el mismo prototipo que se ha utilizado y a través de diferentes simulaciones se estudia la respuesta en el voltaje v_{BUS} . Las simulaciones constan de cuatro dinámicas que se muestran en la Figura 3.15 y se describen a continuación.

1. Todos los dispositivos de la red operando a la frecuencia de 50 KHz.
2. **Boost-F 300 W 60 KHz:** Resultados del voltaje del v_{BUS} variando la frecuencia de conmutación del convertidor boost del subsistema fuente a 60 KHz.
3. **Boost-C 192 W 40 KHz y Boost-F 300 W 60 KHz:** Resultados del voltaje del v_{BUS} variando la frecuencia de conmutación del convertidor boost del subsistema carga a 40 KHz y del convertidor boost del subsistema fuente a 60 KHz.

Para estas simulaciones se tiene en consideración que el modelo no es dependiente de la frecuencia de conmutación, porque el análisis de estabilidad se realiza para sistemas lineales e invariantes en el tiempo, debido a que los convertidores se están modelando en modo de conducción continua. Otro aspecto es que el rizo ΔV , el cual es afectado por el incremento o decremento de la frecuencia de conmutación, ya que a mayor F_{sw} , el rizo del voltaje ΔV disminuye y si la F_{sw} decrece \downarrow el rizo ΔV aumenta \uparrow .

Los resultados de las simulaciones muestran que solo cuando se modifica la frecuencia de conmutación en el subsistema fuente, el rizo en el voltaje del BUS de CD se ve afectada y aparece su componente

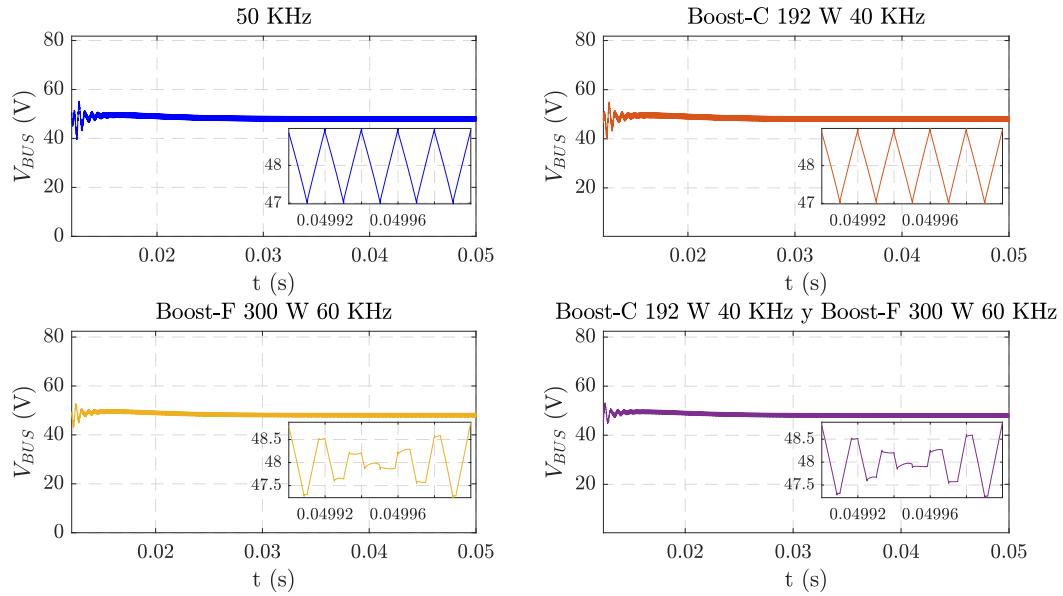


Figura 3.15: Respuesta temporal del voltaje v_{BUS} a diferentes frecuencias de conmutación.

armónica a esta frecuencia. Independientemente a esta nueva componente, el voltaje de salida en los subsistemas carga no se ve afectada, debido a que el diseño del control de los convertidores POL es insensible a frecuencias muy altas en el voltaje de entrada.

3.4.2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA PARA EL MODELADO DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Es un reto describir el sistema propuesto a detalle. Respecto a esto una característica que pocos trabajos de nanorredes y microrredes de CD realizan, es incluir el efecto de las líneas utilizadas para la interconexión remota de los subsistemas. Afortunadamente una alternativa para describir las líneas de transmisión es a través de impedancias de línea [70]. En [60] describen un sistema de potencia distribuida de CD y modelan sus líneas de interconexión entre sus subsistemas como líneas cortas. Bajo este enfoque se propone que la nanorred podría ser modelada de esta manera como se muestra en la Figura 3.16.

Dentro del planteamiento de la nanorred se tienen 6 diferentes puntos de interconexión, entonces el escenario para el análisis de estabilidad se vuelve más interesante. En [60] se concluye que la validez de la información obtenida por el análisis de estabilidad depende del punto de interconexión del sistema y los puntos de interconexión de mayor importancia son los que son interfaz directa con los convertidores POL.

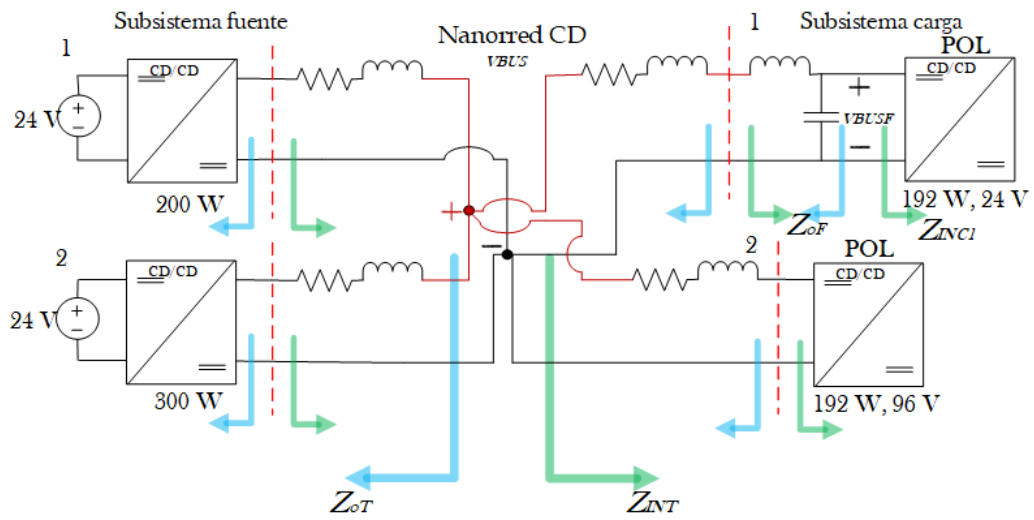


Figura 3.16: Configuración propuesta de la nanorred de CD incluyendo parásitos adicionales

4

Estudio de estabilidad robusta de una nanorred

4.1. MOTIVACIÓN DEL ANÁLISIS ROBUSTO

La incertidumbre en los sistemas de control radica en que ningún sistema físico puede ser exactamente descrito por un modelo matemático. Además, la precisión de un modelo va a depender de que tan similar son las respuestas del modelo con respecto a las respuestas del modelo real. En algunos casos la dinámica de la planta es extremadamente compleja para ser descrita de forma precisa por un modelo matemático. Por lo tanto, un buen modelo debe ser lo suficientemente sencillo como para facilitar el diseño, pero lo suficientemente completo para dar la certeza de que los diseños basados en el modelo funcionarán en la planta real [71].

Por lo tanto, se considera que el modelo matemático de una planta será en mayor o menor grado impreciso, o en términos prácticos contará con incertidumbre o errores de modelado (el término incertidumbre se refiere a las diferencias o errores entre los modelos y la realidad) [2]. Si no se conoce el origen de las incertidumbres, es decir, solo se conoce que existen diferencias entre el modelo con la planta real, se habla de incertidumbres no estructuradas, lo que significa que sólo se conoce que existen discrepancias en el modelo y posiblemente se puede conocer el tamaño de las desviaciones de determinadas medidas entrada/salida (por ejemplo, la diferencia en la respuesta frecuencial causada por la

dinámica de alta frecuencia no modelada). Para el caso de una incertidumbre originada por una causa conocida, se habla de incertidumbres estructuradas, que se debe a los elementos diferenciados de la planta (en la tolerancia de sus valores o a la incertidumbre en el valor de un polo y/o cero). Uno de los objetivos de las técnicas de control robusto es mantener la estabilidad y comportamiento de la planta independientemente de las incertidumbres. Una definición de control robusto es dada en [72]:

“El control robusto tiene por objeto diseñar un controlador fijo (no adaptativo) de manera que se garantice un determinado nivel de rendimiento del sistema de controles, independientemente de los cambios en la dinámica de la planta dentro de una clase predefinida”.

Para describir el problema de control robusto, en la Figura 4.1 se muestra el esquema de la tarea de diseño y los diferentes niveles de exigencia que se establecen sobre un sistema de control robusto.

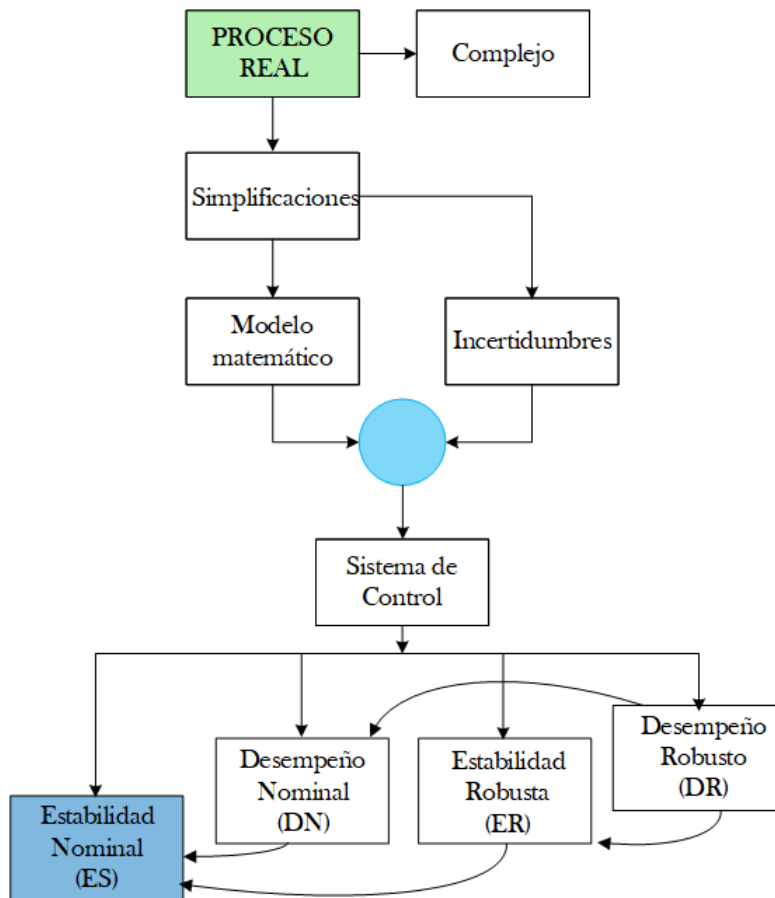


Figura 4.1: Planteamiento del problema de control [2].

A partir de las simplificaciones realizadas del “proceso real” y de las incertidumbres del sistema, se establece que un sistema de control se puede plantear para cuatro diferentes escenarios, los cuales

se eligen de acuerdo al nivel de los requerimientos del sistema, además son dependientes del nivel de requerimiento.

1. Estabilidad nominal (EN): el sistema retroalimentado es internamente estable ante condiciones nominales ($\Delta = 0$). Donde Δ representa las incertidumbres de la planta o proceso.
2. Estabilidad robusta (ER): el sistema retroalimentado es internamente estable para diferentes plantas posibles originadas por la incertidumbre del modelo para Δ acotadas.
3. Desempeño nominal (DN): el sistema retroalimentado es estable y satisface las condiciones de desempeño establecidas para $\Delta = 0$.
4. Desempeño robusto (DR): el sistema retroalimentado es estable y satisface las especificaciones de desempeño establecidas para cualquier Δ aun en presencia de incertidumbres acotadas.

En los sistemas de control, el primer e indispensable requerimiento es garantizar estabilidad nominal antes de garantizar ER, DN y DR. Hasta el momento se garantizó estabilidad nominal de la nanorred usando el criterio de Nyquist.

4.2. CRITERIO DE ESTABILIDAD DE NYQUIST

El criterio Nyquist es una herramienta fundamental en control clásico y es de importancia fundamental en control robusto. A continuación, se recapitula el criterio de Nyquist y se muestra su aplicación en control robusto [72].

4.2.1. REVISIÓN DEL CRITERIO DE NYQUIST Y LOS MÁRGENES DE ESTABILIDAD

El criterio de Nyquist permite verificar la estabilidad a lazo en un sistema de control retroalimentado basado en la inspección del diagrama de Nyquist de $L(s)$. El criterio de Nyquist está basado en el argumento de Cauchy y dice que el sistema con retroalimentación negativa es estable si se cumplen dos condiciones:

- El contorno de Nyquist $L(j\omega)$ no encierre el punto crítico -1 del plano polar.
- En caso que $L(j\omega)$ encierre el punto crítico, se debe rodear N_P veces en sentido contrahorario, donde N_P es el número de polos inestables de $L(s)$.

En la Figura 4.2 se muestran los márgenes de estabilidad MG y MF de un sistema retroalimentado estable. El margen de fase MF establece la cantidad de la fase o ángulo adicional que el lazo retroalimentado puede soportar antes de ser inestable, mientras el margen de ganancia MG la ganancia adicional. Es por esta razón que la mayoría de las regiones de estabilidad basados en regiones prohibidas mediante

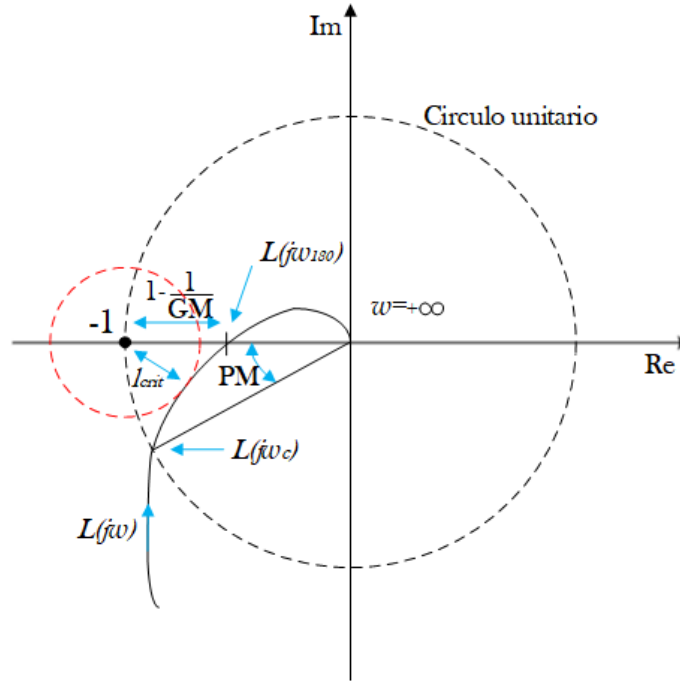


Figura 4.2: Definición de la distancia crítica l_{crit} y de los márgenes de estabilidad clásicos.

el criterio basado en impedancias utilizan estos márgenes. Desafortunadamente al utilizar los márgenes clásicos de estabilidad se tienen algunas implicaciones [72]: 1) no existen técnicas analíticas de optimización para esos márgenes, y 2) hay casos en los que los márgenes clásicos indican una buena solidez frente a la ganancia individual y tolerancias de fase, es decir, un pequeño cambio simultáneo en ganancia y fase podría causar inestabilidad interna. Es por esta razón para aspectos de robustez se prefiere usar como criterio la distancia crítica l_{crit} entre la gráfica de Nyquist de $L(j\omega)$ y el punto crítico -1:

$$l_{crit} = \min_{\omega} (\text{dist}(L(j\omega), -1)) = \min_{\omega} |L(j\omega) - (-1)| = \min_{\omega} |1 + L(j\omega)| \quad (4.1)$$

Se debe tener en cuenta que la distancia desde el punto crítico -1 al punto más cercano en la gráfica de Nyquist de $L(j\omega)$ es igual $l_{crit} = \frac{1}{\|S\|_{\infty}}$. Sin embargo, como medida del margen de estabilidad esta distancia no es totalmente adecuada porque no contiene información de frecuencia [73]. Por lo tanto, existen mejores márgenes de estabilidad que se obtienen tomando modelos explícitos de incertidumbres dependientes de la frecuencia. Además, utilizar el dominio de la frecuencia es excelente para describir dinámicas desconocidas y es muy adecuado cuando se trata de hacer descripciones de incertidumbre simples pero realistas[66].

4.3. INCERTIDUMBRE Y ROBUSTEZ PARA SISTEMAS SISO

En esta sección, se mostrará como representar la incertidumbre por perturbaciones reales o complejas y se analizará la estabilidad robusta y desempeño robusto para sistemas SISO.

4.3.1. INCERTIDUMBRE EN LA PLANTA

Después de garantizar estabilidad nominal, el siguiente paso es incorporar la incertidumbre del modelo y establecer las condiciones que garanticen la estabilidad robusta. Las incertidumbres se describen a través de diferentes modelados y los mecanismos que se utilizan para representar los errores de “modelado”. Existen diversas formas de modelar la incertidumbre que están presentes en un sistema de control. Este modelo de incertidumbre puede ser representado como perturbaciones en el sistema, en donde el sistema perturbado corresponde al sistema nominal en donde se han incorporado las incertidumbres. En la Figura 4.3 se muestran diferentes tipos de modelado de la incertidumbre o sistemas perturbados.

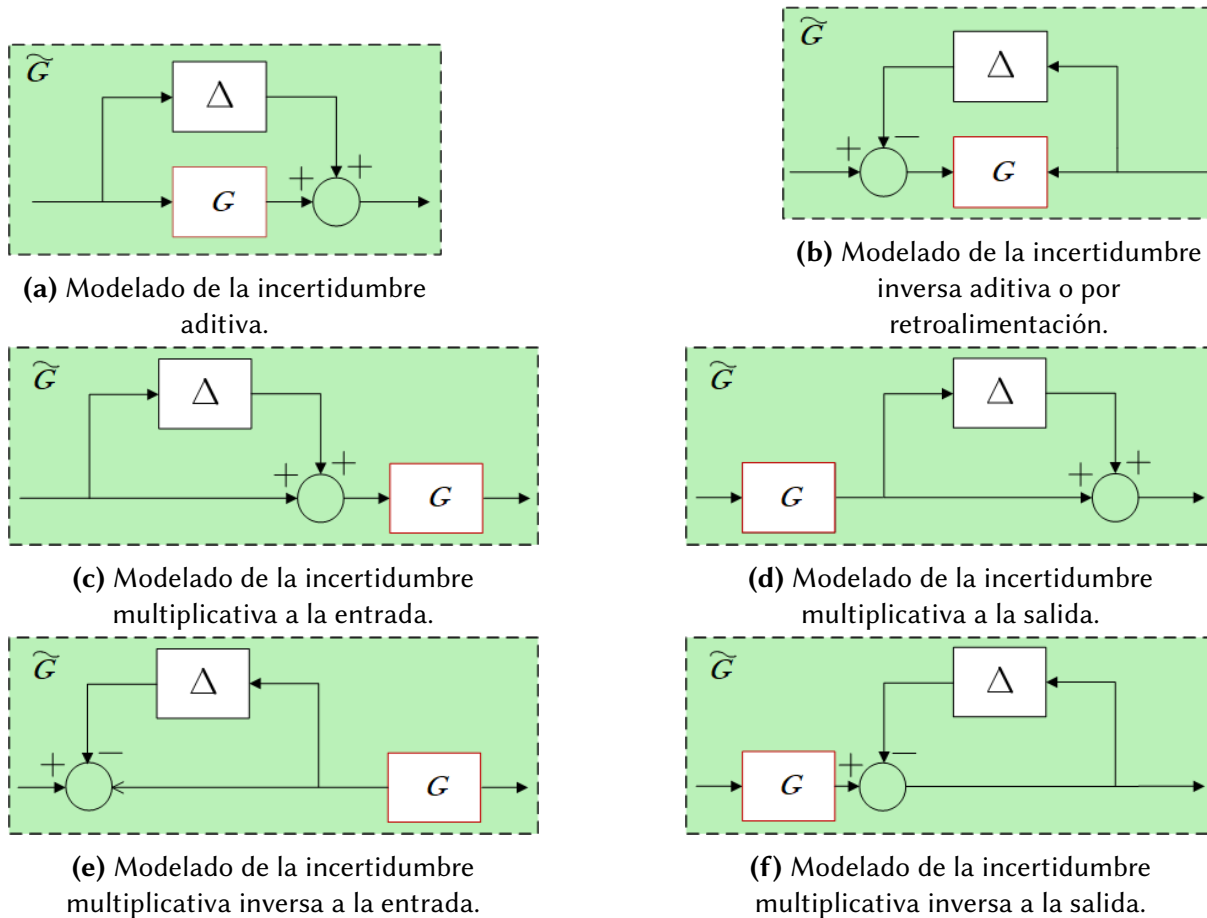


Figura 4.3: Tipo de modelado de la incertidumbre.

1. Modelado de la incertidumbre aditiva :

$$\tilde{G}(s) = G(s) + \Delta(s) \quad (4.2)$$

2. Modelado de la incertidumbre inversa aditiva o por retroalimentación :

$$\left(\tilde{G}(s)\right)^{-1} = (G(s))^{-1} + \Delta(s) \quad (4.3)$$

3. Modelado de la incertidumbre multiplicativa a la entrada :

$$\tilde{G}(s) = G(s)[I + \Delta(s)] \quad (4.4)$$

4. Modelado de la incertidumbre multiplicativa a la salida :

$$\tilde{G}(s) = [I + \Delta(s)]G(s) \quad (4.5)$$

5. Modelado de la incertidumbre multiplicativa inversa a la entrada :

$$\left(\tilde{G}(s)\right)^{-1} = [I + \Delta(s)](G(s))^{-1} \quad (4.6)$$

6. Modelado de la incertidumbre multiplicativa inversa a la salida :

$$\left(\tilde{G}(s)\right)^{-1} = (G(s))^{-1}[I + \Delta(s)] \quad (4.7)$$

donde Π – familia de plantas resultado de incorporar las incertidumbres en la planta nominal, $G_o(s) \in \Pi \rightarrow$ modelo de la planta nominal (sin incertidumbre) y $\tilde{G}(s) \in \Pi$

4.3.2. MODELADO DE LA INCERTIDUMBRE MULTIPLICATIVA

En esta sección se muestra el proceso para obtener W_2 . Para este proceso, primero se considera la planta cuya función nominal de transferencia es G y se consideran funciones de transferencia perturbadas de la planta de la forma $\tilde{G} = (1 + \Delta W_2)G$.

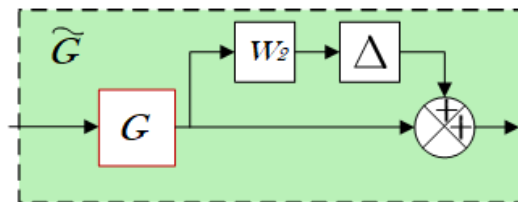


Figura 4.4: Planta con incertidumbre multiplicativa.

Donde W_2 es una función de transferencia fija que se propone, también llamada *de peso* y Δ es una función de transferencia estable variable que satisface $\|\Delta\|_\infty < 1$. El objetivo principal de Δ es tener en cuenta la cantidad de la incertidumbre y actuar como factor de escalamiento en la magnitud de la perturbación. Otro aspecto que considerar que se supone que no hay cancelación de polos y ceros $Re(s) > 0$ de G en la formación de \tilde{G} (por lo tanto, G y \tilde{G} tienen los mismos polos inestables) [73]. La idea atrás del modelado de incertidumbre es que ΔW_2 es la perturbación normalizada de la planta lejos de 1:

$$\frac{\tilde{G}}{G} - 1 = \Delta W_2 \quad (4.8)$$

Por lo tanto, si $\|\Delta\|_\infty < 1$, entonces

$$\left| \frac{\tilde{G}}{G} - 1 \right| \leq |W_2(jw)| \quad (4.9)$$

Esta desigualdad describe un disco en el plano complejo, en cada frecuencia el punto $\frac{\tilde{G}}{G}$ se encuentra en el disco con el centro 1, radio $|W_2(jw)|$. Por lo que $|W_2(jw)|$ proporciona el perfil de incertidumbre o en otras palabras es la responsable de encapsular la incertidumbre en el espectro de frecuencias. La elección de $W_2(jw)$ es el mayor requerimiento, por lo cual se describen algunas características a considerar.

- Típicamente, $|W_2(jw)|$ es una función creciente de w , lo que significa que la incertidumbre aumenta con la frecuencia.
- Es conveniente utilizar la función de peso normalizada y que deba ser menor a uno en magnitud en cada frecuencia, porque en frecuencias con $|W_2(jw)| > 1$, la incertidumbre excede el 100 %.
- Para evitar problemas innecesarios se debe escoger $W_2(jw)$ estable y de fase mínima.
- Usualmente $W_2(jw)$ es de bajo orden para simplificar el diseño del controlador. Además un objetivo de la incertidumbre en el dominio de la frecuencia suele ser representar incertidumbre de una manera sencilla y directa [66].
- Si no se logra describir de manera adecuada la incertidumbre, se conducen a resultados conservadores.
- En la mayoría de los casos describir de manera precisa el perfil de incertidumbre conduce a funciones de peso de mayor orden.

4.3.3. ESTABILIDAD ROBUSTA CON INCERTIDUMBRE MULTIPLICATIVA PARA SISTEMAS SISO

Hasta el momento se describió como representar matemáticamente una incertidumbre. Ahora se describirán las condiciones las cuales aseguran que el sistema permanezca estable aún en presencia de incertidumbres.

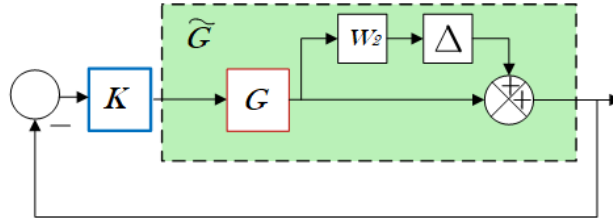


Figura 4.5: Sistema retroalimentado con incertidumbre multiplicativa.

Para determinar la estabilidad del sistema retroalimentado incierto (Figura 4.5), se requiere crear una función de transferencia W_2 , que englobe todas las variaciones paramétricas dentro de una sola perturbación multiplicativa. Por lo tanto, W_2 es un conjunto de discos en toda la ganancia de lazo nominal que engloba las variaciones paramétricas en el sistema. Sin embargo, como se mencionó anteriormente la selección de W_2 puede ocasionar que los resultados obtenidos sean conservadores. Por lo tanto, la selección de W_2 da un conjunto de discos en toda la ganancia de lazo nominal que engloba las variaciones paramétricas en el sistema. En la Figura 4.6 se muestra el disco formado, donde se debe respetar que en cada frecuencia el punto crítico -1 se encuentre fuera del disco del centro $L(j\omega)$, con radio $|W_2(j\omega)L(j\omega)|$ [74]. Realizando manipulación, la condición de estabilidad robusta (4.10) es:

$$\begin{aligned} \text{ER} &\Leftrightarrow |W_2 L| < |1 + L|, \quad \forall \omega \quad \Leftrightarrow \left| \frac{W_2 L}{1 + L} \right| < 1, \quad \forall \omega \\ T = \frac{L}{1 + L} &\Leftrightarrow |W_2 T| < 1, \quad \forall \omega \quad \Leftrightarrow \|W_2 T\|_\infty < 1 \end{aligned} \quad (4.10)$$

para todos los permisibles Δ s si y solo si las condiciones $\|W_2 T\|_\infty < 1$ se satisfacen. La condición es necesaria y suficiente siempre que existan plantas inciertas tales que en cada frecuencia sean posibles todas las perturbaciones que satisfagan $|\Delta(j\omega)| < 1$.

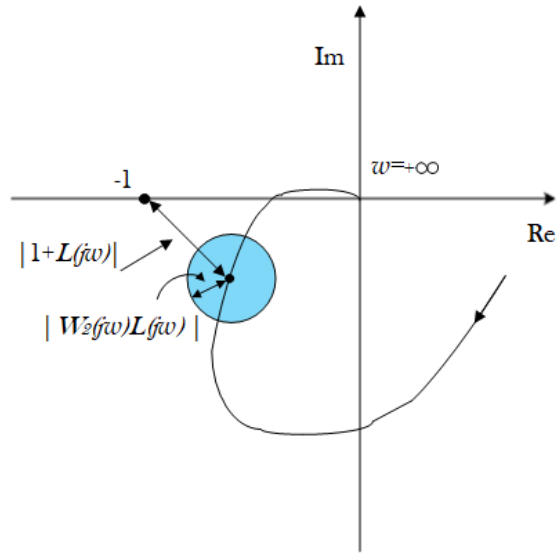


Figura 4.6: Ilustración de la gráfica de Nyquist para la condición de estabilidad robusta ante perturbación multiplicativa.

La condición de estabilidad robusta (4.10) se encarga de crear un conjunto de discos sobre la ganancia del lazo que envuelvan las incertidumbres y dinámicas no modeladas.

4.3.4. DESEMPEÑO NOMINAL Y ROBUSTO PARA SISTEMAS SISO

El concepto de desempeño robusto se utiliza para caracterizar un sistema, que es robustamente estable y que cumple las especificaciones de rendimiento deseadas a pesar de perturbaciones y errores de modelado. A partir del sistema de ganancia de lazo del sistema se utiliza una función de peso que proporcione condiciones de desempeño al restringir la gráfica polar. En la Figura 4.7 se muestra el diagrama de bloques del sistema de la ganancia de lazo con la función de peso W_P .

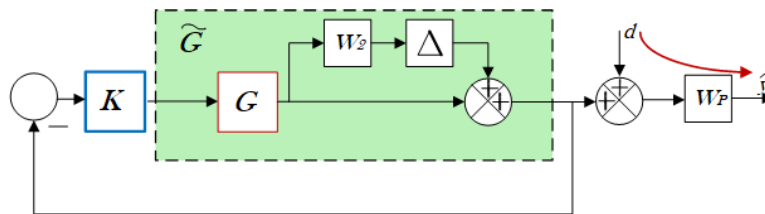


Figura 4.7: Diagrama para desempeño robusto con incertidumbre multiplicativa.

DESEMPEÑO NOMINAL

Para establecer desempeño robusto (DR) primero se debe satisfacer desempeño nominal (DN) y estabilidad robusta (ER). Para garantizar desempeño nominal se utiliza la función de peso W_P y la función de sensibilidad S de la Figura 4.7. La función de peso (4.11) se diseña a partir de las condiciones que proporciona el diseñador para dar una forma a la función de sensibilidad. Además, el diseño de la función de peso debe satisfacer la desigualdad para todas las frecuencias.

$$|S| < \frac{1}{|W_P|} \quad (4.11)$$

Desempeño nominal se satisface a partir de la condición (4.12).

$$\text{DN} \Leftrightarrow \|W_P S\|_\infty < 1 \quad \forall \omega \Leftrightarrow |W_P| < |1 + L| \quad \forall \omega \quad (4.12)$$

$|1 + L|$ representa la distancia de $L(j\omega)$ de cada frecuencia al punto -1 en la gráfica de Nyquist, entonces $L(j\omega)$ debe ser al menos la distancia $|W_P|$ para el -1. Gráficamente esto se ve que para garantizar DN, $L(j\omega)$ debe estar afuera de un disco de radio $|W_P|$ centrado en -1.

DESEMPEÑO ROBUSTO

Para desempeño robusto se requiere la condición de desempeño nominal (4.12) y a su vez respetar la condición de estabilidad robusta (4.13).

$$\begin{aligned} \text{DR} &\Leftrightarrow |W_P S_P| < 1 \quad \forall S_P, \forall \omega \\ &\Leftrightarrow |W_P| < |1 + L_P| \quad \forall L_P, \forall \omega \end{aligned} \quad (4.13)$$

En la ganancia de lazo del sistema de la Figura 4.7 se utiliza incertidumbre multiplicativa por lo que el conjunto de funciones de transferencia del lazo es :

$$L_p = L(1 + W_2 \Delta) = L + W_2 L \Delta \quad (4.14)$$

La condición de desempeño robusto (4.13) se ilustra por la gráfica de Nyquist en la Figura 4.8. Para DR se requiere que todas las posibles familias de L_P se encuentren fuera del disco centrado en -1 de radio $|W_P|$. Las familias de plantas de ganancia de lazo L_P se quedan dentro del disco centrado en L con radio $|W_2 L|$. La descripción gráfica en la Figura 4.7 muestra la condición para DR y se observa que el desempeño robusto se satisface si los discos no se superponen, ya que la distancia de sus centros están situados a $|1 + L|$. La condición de DR se convierte en:

$$\begin{aligned} \text{DR} &\Leftrightarrow |W_P| + |W_2 L| < |1 + L|, \quad \forall \omega \\ &\Leftrightarrow |W_P(1 + L)^{-1}| + |W_2 L(1 + L)^{-1}| < 1, \quad \forall \omega \end{aligned} \quad (4.15)$$

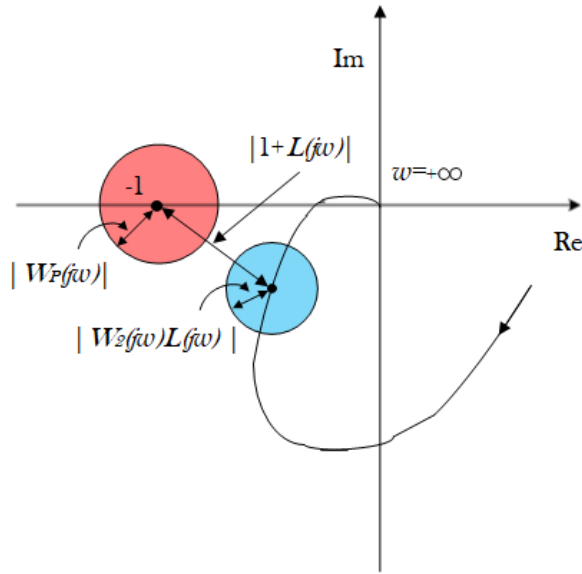


Figura 4.8: Ilustración de la gráfica de Nyquist para la condición de desempeño robusto.

Es decir al ser $T = L(1 + L)^{-1}$ y $S = (1 + L)^{-1}$

$$\text{DR} \Leftrightarrow \max_{\omega} (|W_P S| + |W_S T|) < 1 \quad (4.16)$$

Con el uso de algebra se pudieron demostrar diferentes condiciones de estabilidad, pero esto se vuelve complicado para sistemas con múltiples incertidumbres y/o funciones de peso. Por lo tanto es más sencillo demostrar estabilidad con el teorema de pequeña ganancia.

4.3.5. TEOREMA DE LA PEQUEÑA GANANCIA

Para el análisis de estabilidad robusta se considera un sistema nominalmente estable bajo perturbaciones no estructuradas. Una manera de representar el sistema es mediante la estructura $M-\Delta$ como se muestra en la Figura 4.9. La estructura proporciona una forma general para el análisis de estabilidad robusta. En control robusto el teorema de la pequeña ganancia es la base de todos los criterios de estabilidad robustos.

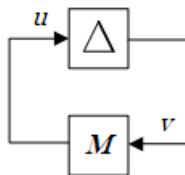


Figura 4.9: Estructura del marco general de análisis robusto $M-\Delta$.

Al considerar el sistema interconectado mostrado con la estructura $M-\Delta$, con $M(s)$ una matriz de transferencia estable de $p \times q$.

Teorema de la Pequeña Ganancia: supongamos $M \in \mathcal{RH}_\infty$ y dejar $\gamma > 0$. Entonces el sistema interconectado se muestra en la Figura 4.9 está bien planteado y internamente estable para todos $\Delta(s) \in \mathcal{RH}_\infty$ con

- $\|\Delta\|_\infty \leq 1/\gamma$ si y solo si $\|M(s)\|_\infty < \gamma$
- $\|\Delta\|_\infty < 1/\gamma$ si y solo si $\|M(s)\|_\infty \leq \gamma$

El teorema todavía se sostiene incluso si Δ y M están en dimensión infinita. Esto se resume como el corolario siguiente.

Corolario: los siguientes enunciados son equivalentes:

- El sistema está bien planteado y es internamente estable para todos $\Delta \in \mathcal{H}_\infty$ con $\|\Delta\|_\infty < 1/\gamma$
- El sistema está bien planteado y es internamente estable para todos $\Delta \in \mathcal{RH}_\infty$ con $\|\Delta\|_\infty < 1/\gamma$
- El sistema está bien planteado y es internamente estable para todos $\Delta \in \mathbb{C}^{q \times p}$ con $\|\Delta\| < 1/\gamma$
- $\|M\|_\infty \leq \gamma$

El marco general de análisis robusto es particularmente útil cuando se aplica a sistemas multivariables. Sin embargo es posible encontrar una representación del sistema SISO en este marco, como se muestra en la Figura 4.10

En la Figura 4.10 se muestra la simplificación en la estructura $M-\Delta$ del diagrama de bloques retroalimentado. Por lo tanto con el teorema de pequeña ganancia $\|W_2 T\|_\infty < 1$ se garantiza estabilidad robusta. Lo cual corresponde a lo encontrado en (4.10).

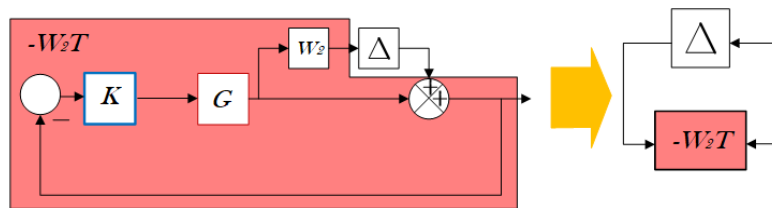


Figura 4.10: Simplificación del diagrama de bloques en la estructura $M-\Delta$.

Se presentaron generalidades para el análisis de estabilidad tanto SISO y MIMO. A continuación se va a establecer el marco de análisis de la nanorred empleando las herramientas anteriores. El análisis se abordará en dos vertientes uno considerando en conjunto $\frac{Z_{oT}}{Z_{INT}}$ y se usará el enfoque SISO con funciones de transferencia. Más adelante analizar el subsistema fuente Z_{oT} y el subsistema carga Z_{INT} por separado con lo cual se utilizará el concepto de valor singular estructurado (SVD).

4.4. RESULTADOS PARA SISTEMAS SISO

Las condiciones obtenidas anteriormente, no se pueden utilizar directamente, porque no se está trabajando con un sistema de control convencional. Por lo tanto, se tienen que obtener las condiciones para la nanorred que satisfagan DN, ER y DR.

4.4.1. ESTABILIDAD ROBUSTA

En el Capítulo 3 se analizó y se garantizó la estabilidad nominal con el criterio de Nyquist, ahora se realizará el análisis de estabilidad robusta. Para el análisis de estabilidad robusta al igual que con la estabilidad nominal se procede a partir de $H(s)$. La función de transferencia $H(s)$ relaciona el voltaje de entrada V_{sT} , el voltaje V_{BUS} y el objetivo es ver el efecto de las impedancias en el voltaje V_{BUS} . La representación $H(s)$ en diagramas de bloques se muestra en la Figura 4.11a.

$$\frac{V_{BUS}}{V_{sT}} = H(s) = \frac{1}{1 + \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}}} = \frac{1}{1 + T_{MLG}(s)} \quad (4.17)$$

donde la relación $\frac{Z_{oT}}{Z_{INT}}$ se es vista como la “ganancia de lazo” del sistema. Recordando la Ecuación característica es $1 + \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}}$, donde el análisis de estabilidad se enfocaría para esta relación, tanto para la estabilidad nominal como para la estabilidad robusta.

En el diagrama de bloques de la Figura 4.11a se muestra la representación de la función de transferencia $H(s)$. En la Figura 4.11b se muestra la representación de función de transferencia $H(s)$ con incertidumbre multiplicativa a la salida. Las incertidumbres se agregan en cada uno de los elementos de potencia de la nanorred para formar una familia de plantas dadas por $\left(\frac{Z_{oT}}{Z_{INT}}\right)$.

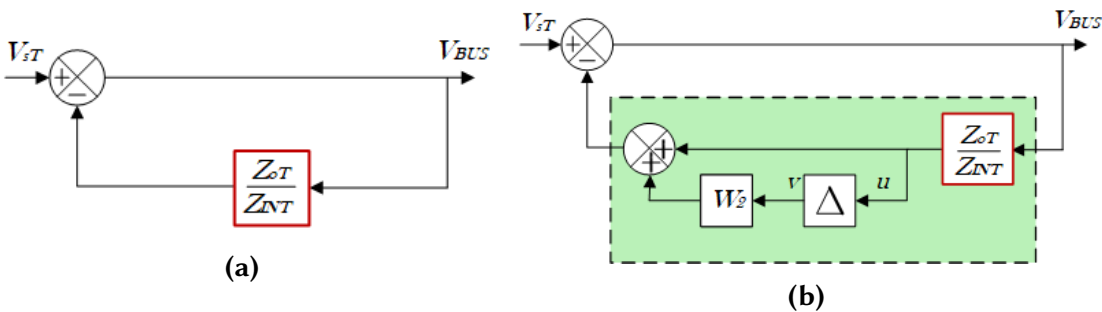


Figura 4.11: Representación en diagrama de bloques de $H(s)$; a) nominal, b) con perturbación multiplicativa a la salida

El primer paso es obtener la función de peso $W_2(j\omega)$. Para obtener la función de peso se debe de

satisfacer la desigualdad (4.9).

$$\left| \frac{\left(\frac{\widetilde{Z_{oT}}}{\widetilde{Z_{INT}}} \right) - 1}{\frac{\widetilde{Z_{oT}}}{\widetilde{Z_{INT}}}} \right| \leq |W_2(jw)| \quad (4.18)$$

donde $\left(\frac{\widetilde{Z_{oT}}}{\widetilde{Z_{INT}}} \right)$ corresponde a la familia de plantas obtenida por las variaciones paramétricas, el rango de los parámetros a variar se muestra en la Tabla 4.1. El rango de variación de los inductores y capacitores corresponde a la tolerancia suministrada por los fabricantes, se propone un rango más amplio de variación para las resistencias parásitas con el propósito de considerar elementos resistivos no modelados y por último también se proporciona un rango para garantizar estabilidad ante variaciones en la carga de los convertidores POL.

Tabla 4.1: Rango de variación de paramétrica.

Variación	L^{xi}		r_L^{xi}		C^{xi}		r_C^{xi}		R_{oi}	
	min.	máx.	min.	máx.	min.	máx.	min.	máx.	min.	máx.
Fuente 1	-10 %	10 %	-10 %	50 %	-10 %	10 %	-10 %	50 %		
Fuente 2	-10 %	10 %	-10 %	50 %	-10 %	10 %	-10 %	50 %		
Carga 1	-10 %	10 %	-10 %	50 %	-10 %	10 %	-10 %	50 %	-20 %	20 %
Carga 2	-10 %	10 %	-10 %	50 %	-10 %	10 %	-10 %	50 %	-20 %	20 %
Filtro	-10 %	10 %	-10 %	50 %	-20 %	20 %	-10 %	50 %		

La familia de plantas $\left(\frac{\widetilde{Z_{oT}}}{\widetilde{Z_{INT}}} \right)$ se obtiene a partir del esquema simplificado de la nanorred dependiendo del caso en operación de la nanorred. Para su cálculo, se considera la familia de plantas de las impedancias (Figura 4.12) de cada convertidor ($\widetilde{Z_{oLC}^{F1}}$, $\widetilde{Z_{oLC}^{F2}}$, $\widetilde{Z_{inLC}^{\Gamma1}}$ y $\widetilde{Z_{inLC}^{\Gamma2}}$). Esta familia de impedancias proviene del cálculo de las impedancias a lazo cerrado del controlador nominal y el conjunto de funciones de transferencia obtenidas por la variación aleatoria de los parámetros del convertidor (Tabla 4.1). En la Figura 4.12 se muestran los resultados de la familia de impedancias a lazo cerrado por diez variaciones paramétricas de los elementos del subsistema carga y el subsistema fuente.

Los resultados del análisis de estabilidad se muestran en dos escenarios.

- Caso I: $\widetilde{Z_{oT}}$, subsistema fuente, convertidor boost 200 W. $\widetilde{Z_{INT}}$ subsistema carga, convertidor buck-F 192 W. En este escenario se garantiza ER a través de los dos enfoques. Ya no se garantiza DN y DR, debido que con el caso anterior es posible obtener las conclusiones necesarias.
- Caso VII: $\widetilde{Z_{oT}}$, subsistema fuente, convertidor boost 200 y 300 W. $\widetilde{Z_{INT}}$ subsistema carga, convertidor buck-F 192 y boost 192 W. En este escenario se garantiza ER, DN y DR del sistema.

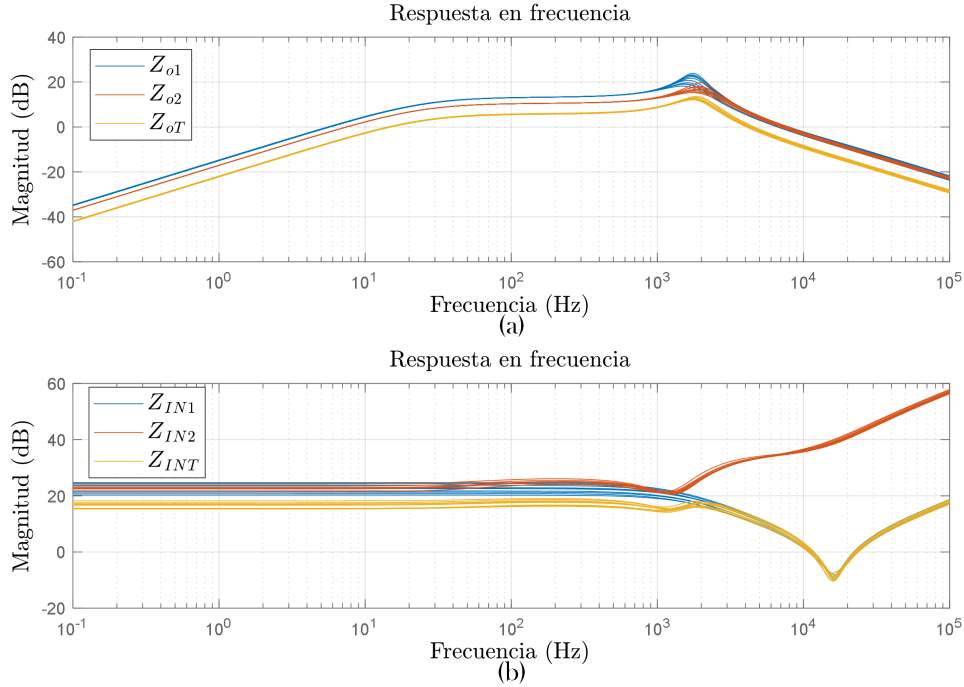


Figura 4.12: Respuesta en frecuencia de la familia de plantas de las impedancias; (a) impedancias del subsistema fuente, (b) impedancias del subsistema carga.

4.4.2. ESCENARIO DE ESTUDIO DEL CASO VII

El análisis de estabilidad con todos los convertidores conectados es el escenario para el cual se diseñó la nanorred.

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD ROBUSTA DEL CASO VII

Para el análisis de estabilidad robusta se parte de la condición (4.18) para obtener la función de peso W_2 , la función de peso engloba el rango de todas las variaciones paramétricas en el sistema. Uno de los mayores requerimientos en el análisis es escoger W_2 apropiadamente, debido que es el radio del disco que engloba las incertidumbres y sí se selecciona muy por encima de la familia de plantas generadas por el tipo de representación de incertidumbre, se conducen a resultados conservadores. La función de peso W_2 (4.19) que se escoge se encuentra en la línea roja de la parte superior de Figura 4.13.

$$W_2 = \frac{0,2134 (s + 166,6) (s^2 + 6,213e04s + 2,02e10)}{(s + 180,1) (s^2 + 4,67e04s + 1,27e10)} \quad (4.19)$$

El diagrama de bloques de la Figura 4.11b se representa con la estructura $M-\Delta$ (Figura 4.9). El propósito es analizar ER con el teorema de la pequeña ganancia. Este resultado es equivalente al demostrado

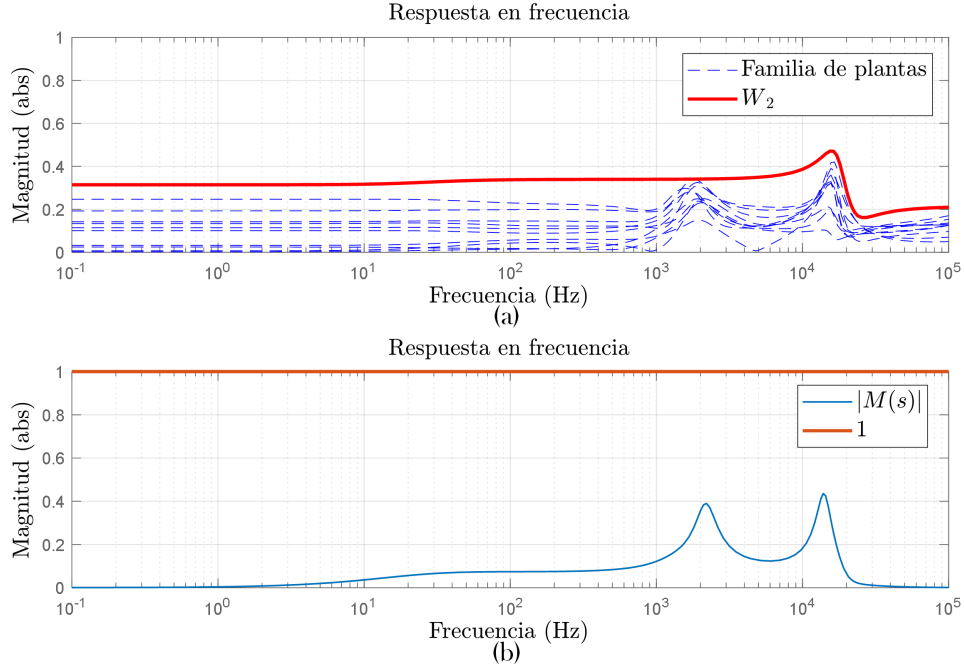


Figura 4.13: Resultados para el análisis de estabilidad robusta; (a) familia de plantas y función de peso propuesta, (b) respuesta en frecuencia de $M(s)$.

de manera algebraica para garantizar ER con la condición (4.10).

$$M(s) = \frac{\frac{Z_{oT}}{Z_{INT}} W_2}{\left(I + \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}}\right)} = \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}} W_2 H(s) \quad (4.20)$$

Con el teorema de pequeña ganancia se satisface ER con la condición (4.21). Es posible aplicar directamente esta condición porque la incertidumbre es de tipo no estructurada.

$$\|\Delta M\|_{\infty} \leq 1 \quad (4.21)$$

En la parte inferior de la Figura 4.13 se muestran los resultados de estabilidad para la condición (4.21). Los resultados muestran que se logra ER de la nanorred para todo el rango de frecuencias y para el conjunto de variaciones paramétricas de la Tabla 4.1. Con esta metodología no se establece información de cuánto puede aumentar la variación en cada parámetro de manera específica. Se conoce una cota que permite determinar de manera general la variación permisible. Por ejemplo, dentro de la condición de estabilidad en la Figura 4.13 el pico máximo en magnitud es aproximadamente de 0.43, lo que significa que la cota Δ puede incrementarse 132 % y el sistema aun ser estable. Sin embargo, no se puede determinar el incremento de los parámetros o cual parámetro influye más en la estabili-

dad. Otro aspecto en los resultados es que existen dos picos máximos, el primero aproximadamente en la frecuencia del pico máximo de la impedancia de salida del subsistema fuente y el segundo en la frecuencia del pico resonante del filtro de entrada del convertidor buck en el subsistema carga. Estos picos máximos proporcionan información sobre la frecuencia en donde hay riesgo para que el sistema se haga inestable.

ANÁLISIS DE DESEMPEÑO NOMINAL DEL CASO VII

En los SPD se deben asegurar márgenes de calidad de la energía. Es por esta razón que nacen los criterios de estabilidad que restringen la gráfica polar, con la finalidad de asegurar que con la interconexión entre los subsistemas mantengan cierto margen de “desempeño”, pero sin considerar las incertidumbres. Una alternativa a estos criterios de estabilidad es utilizar herramientas robustas, pero con la ventaja de diseñar el rango permisible de la variación en todo el rango de frecuencias.

De la misma forma el problema de desempeño se debe de replantear para la nanorred. En la Figura 4.14 se muestra el diagrama de bloques para el análisis de DR.

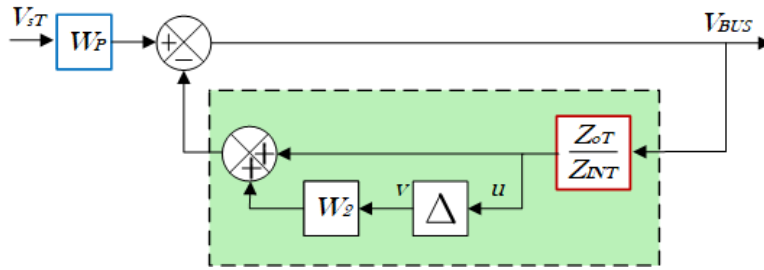


Figura 4.14: Diagrama para desempeño robusto de la nanorred con incertidumbre multiplicativa.

Para obtener la condición para DN, $\Delta=0$ y $|V_{BUS}/V_{sT}| < 1$. Por lo tanto la condición para satisfacer DN es la misma a la planteada anteriormente por un lazo de control convencional (4.22). Entonces para DN se requiere restringir la “función de sensibilidad” por una función de peso.

$$|H| < \frac{1}{|W_P|} \quad (4.22)$$

Desempeño nominal de la nanorred se satisface a partir de la condición (4.23).

$$\text{DN} \Leftrightarrow \|W_P H\|_\infty < 1 \quad \forall \omega \quad (4.23)$$

En un sistema de control convencional, la manera común de escoger la función de peso es utilizando (4.24), la cual es elegida de acuerdo a las características convencionales de desempeño.

$$W_P(s) = \frac{s/M_s + \omega_B^*}{s + \omega_B^* A} \quad (4.24)$$

Para crear la función de peso para la nanorred, solo se considera la magnitud máxima del pico de sensibilidad M_s . Convencionalmente es utilizado para altas frecuencias, las cuales son de interés para el análisis, porque estas en la mayoría de los casos son las responsables de causar la inestabilidad del sistema. Para ejemplificar los resultados de desempeño nominal y desempeño robusto se utilizan dos funciones de peso constantes ($W_P=M_s$) equivalentes a utilizar el pico máximo. En la primera se utiliza $W_P = 2$ y en la segunda $W_P = 3$.

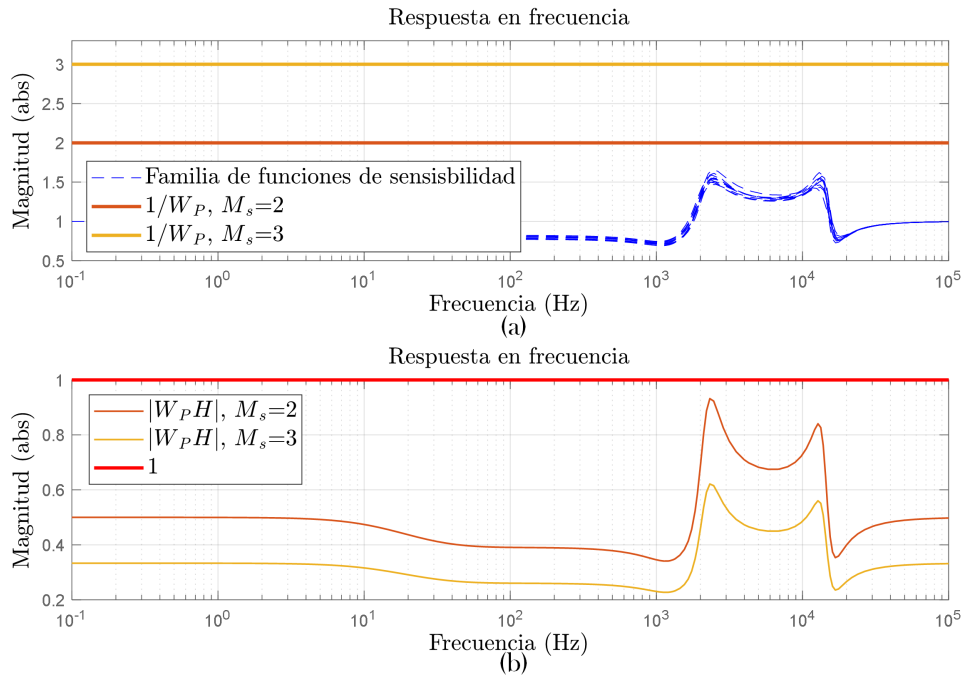


Figura 4.15: Condiciones para desempeño nominal del caso VII; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas, (b) respuesta en frecuencia de $W_P H$.

En la parte superior de la Figura 4.15 se muestra la elección de la función de peso y se observa que se satisface la condición (4.22). En la parte inferior se comprueba DR para ambos casos. Cuando $M_s=2$, es la condición que más se acerca a no satisfacer DR, debido a que es la función de peso que más restringe el voltaje V_{BUS} .

ANÁLISIS DE DESEMPEÑO ROBUSTO DEL CASO VII

En la Figura 4.14 se muestra el diagrama de bloques de la nanorred, para RP se requiere $|V_{BUS}/w| < 1 \forall \Delta$. Como se demostró anteriormente corresponde a que los discos formados para ER y DN no se

toquen. Por lo tanto la condición para desempeño robusto es:

$$DR \Leftrightarrow \max_{\omega} \left(|W_P H| + \left| \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}} W_2 H \right| \right) < 1 \quad (4.25)$$

En la Figura 4.16 se muestran los resultados para DR. Donde $\left| \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}} W_2 H \right|$ representa la respuesta en frecuencia para el análisis de ER, $|W_P H|$ la respuesta en frecuencia de ambas funciones de peso para el análisis de DN y $|W_P H| + \left| \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}} W_2 H \right|$ son las gráficas para el análisis de DR con las mismas funciones de peso de DN. Dentro de desempeño robusto no se satisface la condición cuando se utiliza $W_p = M_s = 2$, aunque RS y DN si se satisfacen individualmente, esto significa que los discos formados por las funciones de peso W_2 y W_P se sobreponen. Cuando se utiliza $W_P = 3$ si se satisface DR, lo que significa que los discos formados por las funciones de peso de incertidumbre y desempeño nominal no se tocan. La condición de RP cuando $W_P = 3$ se satisface porque se restringe menos el desempeño en el voltaje V_{BUS} . Utilizar estas herramientas son una alternativa a los criterios de las regiones prohibidas convencionales, pero con la ventaja de considerar las incertidumbres del sistema.

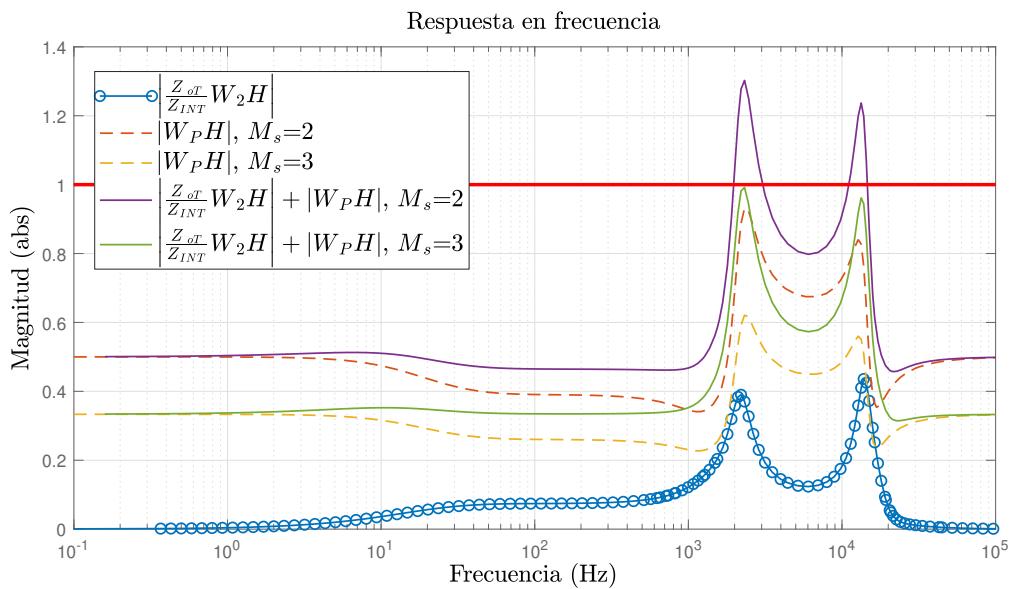


Figura 4.16: Condiciones para el análisis de desempeño robusto del caso VII.

4.4.3. ESCENARIO DE ESTUDIO CASO I

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD ROBUSTA DEL CASO I

El escenario que se plantea es el caso I, siendo el más crítico permitido entorno a los niveles de potencia, debido que en el subsistema fuente el diseño se basó para una potencia máxima de 200 W

y en el subsistema carga para una potencia máxima de 192 W, sin considerar las pérdidas disipativas asociadas al filtro de entrada y a los convertidores.

$$W_2 = \frac{0,1733 (s + 269,7) (s^2 + 1,01e05s + 1,87e10)}{(s + 215,4) (s^2 + 5,179e04s + 1,085e10)} \quad (4.26)$$

La función de peso (4.26) que se propone es de tercer orden y satisface la desigualdad de la familia de plantas que se muestra en la parte superior de la Figura 4.17. La gráfica que se muestra en la parte inferior de la Figura 4.17 satisface el teorema de la pequeña ganancia $\left| \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}} W_2 H \right| \leq 1$, por lo cual se satisface ER. En la gráfica se muestra un pico de magnitud en la frecuencia del pico resonante del filtro de entrada muy cerca del 1, lo que conlleva a garantizar estabilidad robusta, sin embargo es claro que su cercanía al límite 1, reduce el tamaño de delta permitido. Si se busca desempeño robusto la región prohibida debería ser muy pequeña, lo que conlleva condiciones muy poco restrictivas para la gráfica polar.

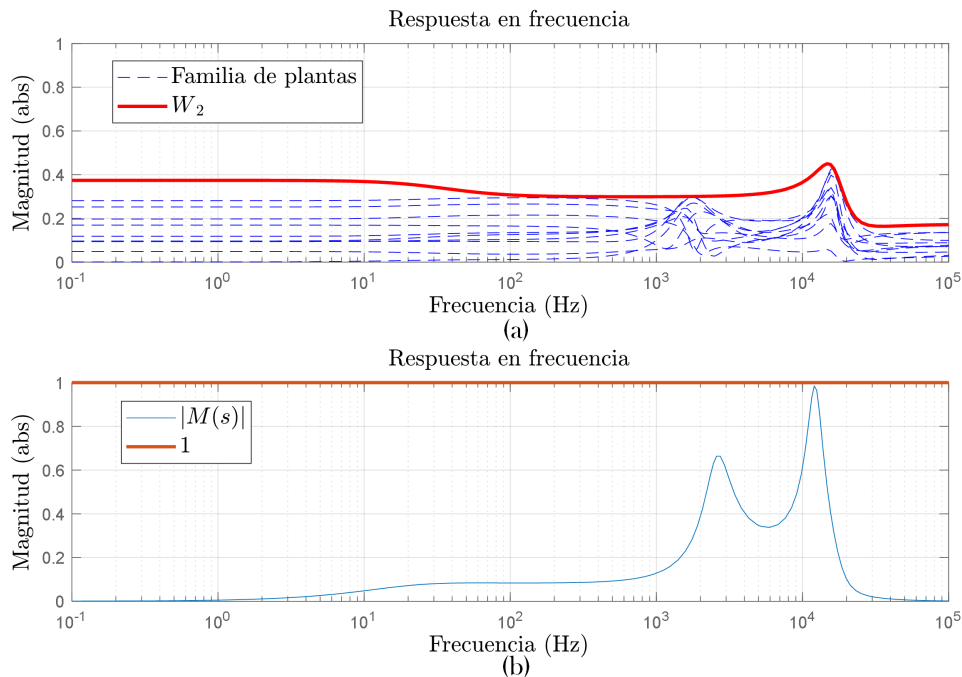


Figura 4.17: Resultados para el análisis de estabilidad robusta; (a) familia de plantas y función de peso propuesta, (b) respuesta en frecuencia de $M(s)$.

Como se mencionó anteriormente el análisis de estabilidad robusta de toda la nanorred se aborda desde el punto de vista de una ganancia de lazo global. La ganancia engloba toda la dinámica de todos los subsistemas tanto carga como fuente y bajo esta premisa se conoce si el sistema bajo las incertidumbres que atañen a cada subsistema no perjudica la estabilidad del sistema. Desafortunadamente no se conoce

cual parámetro o cual subsistema es el que está afectando más al sistema. La información que aporta este enfoque es una Δ , que indica cuanto más o cuanto menos la variación paramétrica puede crecer o decrecer respectivamente. Una alternativa es desglosar la información y considerar el subsistema fuente y el subsistema carga como dos sistemas y a cada uno añadirle el tipo de representación de incertidumbre para obtener información más particular de cuál es la variación permisible en cada uno de los subsistemas.

4.5. ANÁLISIS DE ROBUSTEZ PARA SISTEMAS MIMO

En esta sección se mostrarán herramientas para sistemas MIMO, además del teorema de pequeña ganancia, que son necesarias para el nuevo planteamiento del sistema.

4.5.1. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD ROBUSTA

En la Figura 4.18 se muestra la función de transferencia $H(s)$ del sistema, se subdivide la impedancia de entrada del subsistema carga y la impedancia de salida del subsistema fuente utilizando incertidumbre multiplicativa en ambos subsistemas.

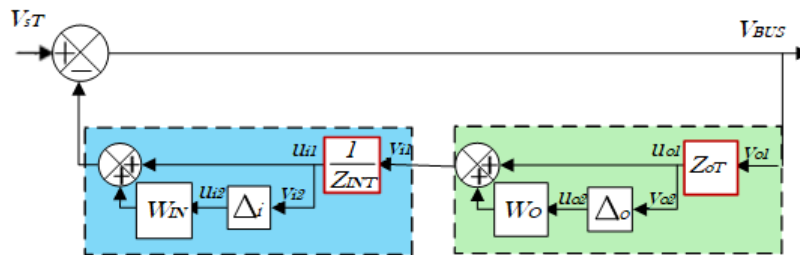


Figura 4.18: Diagrama de bloques de $H(s)$ con modelado de incertidumbre.

Una alternativa de representar el sistema perturbado de la Figura 4.18 es a través de *Linear Fractional Transformation* (LFTs) como se muestra en la Figura 4.19a, donde su representación matemática está en la Ecuación (4.27). En esta representación se separa la cota de las incertidumbres y la planta nominal del sistema. Si se asume que no existen incertidumbres $\Delta = 0$, el sistema se simplifica en (4.28) y se utiliza una LFT superior (4.29) para obtener la función de transferencia de V_{sT} a V_{BUS} , por lo tanto se

comprueba que es la planta nominal $H(s)$ (4.30).

$$\begin{bmatrix} y_{o1} \\ y_{i1} \\ V_{BUS} \\ y_{o2} \\ y_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 & 0 & -W_{IN} \\ 1 & 0 & 0 & W_O & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & -W_{IN} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{o1} \\ u_{i1} \\ V_{sT} \\ u_{o2} \\ u_{i2} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{o2} \\ u_{i2} \end{bmatrix} = \Delta \begin{bmatrix} y_{o2} \\ y_{i2} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

si $\Delta = 0$

$$\begin{bmatrix} y_{o1} \\ y_{i1} \\ V_{BUS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{o1} \\ u_{i1} \\ V_{sT} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$V_{BUS} = \mathcal{F}_u(M, Z)V_{sT} = [M_{22} + M_{21}Z(I - M_{11}Z)^{-1}M_{12}]V_{sT} \quad (4.29)$$

$$\frac{V_{BUS}}{V_{sT}} = \mathcal{F}_u(M, Z) = H(s) = \frac{1}{1 + \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}}} \quad (4.30)$$

El sistema (4.27) debe transformarse para resolver el análisis de estabilidad robusta. Por lo cual el modelo de la Figura 4.19a se transforma a una representación que se muestra en la Figura 4.19b con una estructura N - Δ utilizada convencionalmente para el análisis de desempeño robusto. En este modelo solo la Δ de las incertidumbres se encuentra aislada, la estructura se logra añadiendo la planta nominal al sistema con el uso de una LFT superior. La ecuación (4.32) es la matriz $N(s)$ de la Figura 4.19b, cabe recalcar que se puede llegar directamente a esta representación separando las incertidumbre Δ del diagrama de la Figura 4.18.

$$M = \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & -1 & 1 & 0 & -W_{IN} \\ 1 & 0 & 0 & W_O & 0 \\ \hline 0 & -1 & 1 & 0 & -W_{IN} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right], \quad Z = \begin{bmatrix} Z_{oT} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z_{INT}} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$N(s) = \mathcal{F}_u(M, Z) = \left[\begin{array}{cc|cc} \frac{Z_{INT}}{Z_{INT}+Z_{oT}} & -\frac{W_O}{Z_{INT}+Z_{oT}} & -\frac{W_{IN}Z_{INT}}{Z_{INT}+Z_{oT}} \\ \frac{Z_{INT}Z_{oT}}{Z_{INT}+Z_{oT}} & -\frac{W_O Z_{oT}}{Z_{INT}+Z_{oT}} & -\frac{W_{IN}Z_{INT}Z_{oT}}{Z_{INT}+Z_{oT}} \\ \hline \frac{Z_{oT}}{Z_{INT}+Z_{oT}} & \frac{W_O}{Z_{INT}+Z_{oT}} & -\frac{W_{IN}Z_{oT}}{Z_{INT}+Z_{oT}} \end{array} \right] \quad (4.32)$$

La función de transferencia $H(s)$ del sistema junto con las incertidumbres de V_{sT} a V_{BUS} está dada

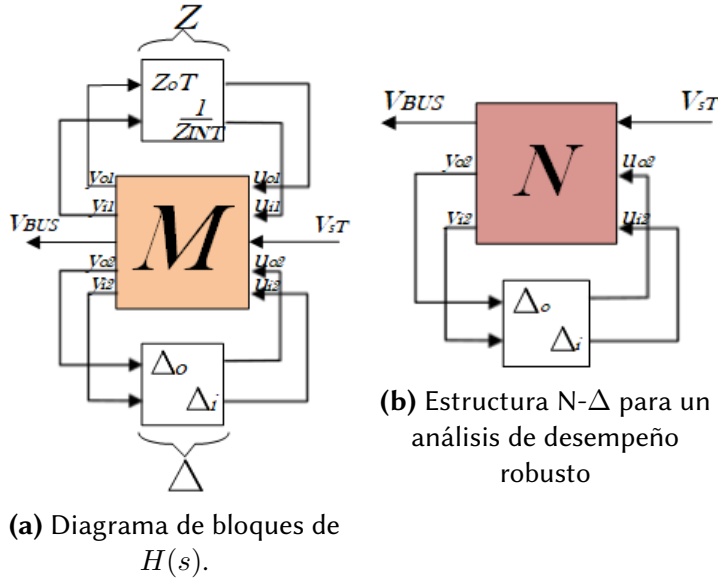


Figura 4.19: Representación con el uso de LFT s de la función de transferencia $H(s)$ con perturbaciones de incertidumbre multiplicativa a la salida en los subsistemas.

por:

$$\mathcal{F}_\ell(N, \Delta_\ell) := N_{11} + N_{12}\Delta_\ell(I - N_{22}\Delta_\ell)^{-1}N_{21} \quad (4.33)$$

A partir del sistema con la incertidumbre $N-\Delta$ de la Figura 4.19b, el análisis de estabilidad queda dado a partir de las siguientes condiciones:

1. Se asume que el sistema es nominalmente estable (con $\Delta = 0$), es decir, N es estable (lo que significa que el conjunto de N , y no sólo N_{11} debe ser estable).
2. La estabilidad del sistema es asegurando que $(I - N_{22})^{-1}$ exista y esté acotada.
3. La estabilidad del sistema es equivalente al análisis de estabilidad con la estructura de la pequeña ganancia $(M-\Delta)$, donde $M=N_{22}$.
 - a) $\|N_{22}(s)\|_\infty < 1$ implica estabilidad, pero no a la inversa, porque esta prueba ignora la estructura diagonal de bloque conocida de las incertidumbres y es equivalente a considerar como no estructurado al sistema. Esto puede ser arbitrariamente conservador en que los sistemas estables pueden tener una norma $\|N_{22}(s)\|_\infty$ arbitrariamente grandes.
 - b) Prueba para cada Δ_j individualmente (asumiendo que no hay incertidumbre en otros canales). Esta prueba puede ser arbitrariamente optimista porque ignora la interacción entre el Δ_j .

Por lo tanto, el análisis exacto de la estabilidad y el rendimiento de los sistemas con incertidumbre estructurada requiere una nueva función matricial llamada valor singular estructurado (SSV).

4.5.2. VALOR SINGULAR ESTRUCTURADO (SSV)

El valor singular estructurado (SSV, *Structured Singular Value*) también denotado como $(\mu, \mu, \text{SSV o } \mu)$ es una función que proporciona una generalización del valor singular $\bar{\sigma}$. Se utiliza μ para obtener una condición suficiente y necesaria para asegurar estabilidad y desempeño robusto. El nombre de “valor singular estructurado” proviene porque μ generaliza el valor singular de la condición ER, $\bar{\sigma}(M) \leq 1$, para el caso cuando Δ tiene estructura.

Para garantizar estabilidad robusta basta con satisfacer la condición (4.34) para perturbaciones complejas o reales. Esta condición si se satisface significa que la gráfica de Nyquist $\det(I - M\Delta(j\omega))$ no encierran el origen, $\forall \Delta$.

$$\text{ER} \Leftrightarrow \det(I - M\Delta(j\omega)) \neq 0, \quad \forall \omega, \forall \Delta, \bar{\sigma}(\Delta(j\omega)) \leq 1 \quad \forall \omega \quad (4.34)$$

Desafortunadamente la condición (4.34) solo dictamina si es estable o no es estable. Por lo tanto se escala la incertidumbre Δ por un factor k_m y se observa cual es el más pequeño valor k_m el cual hace $I - M\Delta$ singular (4.35).

$$\det(I - k_m M\Delta) = 0 \quad (4.35)$$

El valor singular estructurado, μ , es simplemente definido como $1/k_m$.

Definición, valor singular estructurado [66]: sea M una matriz compleja dada y deje que $\Delta = \text{diag}\{\Delta_i\}$ denote un conjunto de matrices complejas con $\bar{\sigma}(M) \leq 1$ y con una estructura de bloque-diagonal dada (en la cual algunos de los bloques pueden ser repetidos y algunos restringidos para ser reales). La función real no negativa $\mu(M)$, llamado el valor singular estructurado, se define por

$$\mu(M) \triangleq \frac{1}{\min \{k_m | \det(I - k_m M\Delta) = 0 \text{ para estructurado } \Delta, \bar{\sigma}(\Delta) \leq 1\}} \quad (4.36)$$

Si no existe tal estructurado Δ entonces $\mu(M) = 0$.

Cabe recalcar que el valor de $\mu(M)$ depende de la estructura de Δ . Esto a veces se muestra explícitamente mediante el uso de la notación $\mu_\Delta(M)$.

- Si $\mu_\Delta(M) \geq 1$ significa que existe una perturbación lo suficientemente grande para hacer $I - M\Delta$ singular.
- Si $\mu_\Delta(M) \leq 1$ implica que $I - M\Delta$ es no singular para todas las incertidumbres el cual satisface $\|\Delta\|_\infty \leq 1$

Por lo tanto combinando la definición de estabilidad robusta (4.34) con la definición de μ dan una condición suficiente y necesaria para la estabilidad robusta. Entonces el sistema con la estructura $M-\Delta$ en este caso $M = N_{22}$ es estable para todas las perturbaciones permitidas con $\bar{\sigma}(\Delta) \leq 1, \forall \Delta$, si y solo si

$$\mu(M(j\omega)) < 1, \quad \forall \omega \quad (4.37)$$

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD ROBUSTA A TRAVÉS DE SSV CASO VII

Para ejemplificar se desarrolla el caso VII utilizando la estructura de la Figura 4.19b. Como se mencionó anteriormente la única causa que podría provocar inestabilidad es el término N_{22} (4.32), por lo tanto este término es el utilizado en la estructura $M-\Delta$. Para garantizar estabilidad robusta se utiliza SSV debido a la estructura de la diagonal de la incertidumbre la cual afecta mucho la robustez de los sistemas a lazo cerrado. El cálculo de la estabilidad robusta se realiza con el comando de Matlab *mussv* y se obtienen los límites superior e inferior en μ [75].

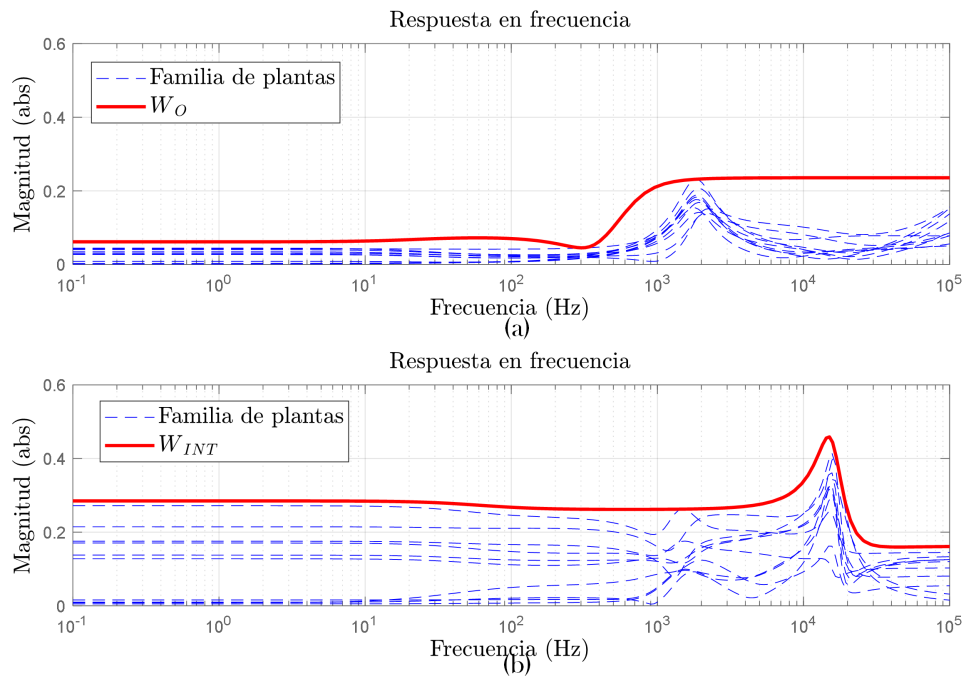


Figura 4.20: Elección de funciones de peso; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{OT} , (b) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{INT} .

$$W_O = \frac{0,23564(s + 127,1)(s^2 + 1318s + 4,466e06)}{(s + 157,2)(s^2 + 4857s + 1,382e07)} \quad (4.38)$$

$$W_{INT} = \frac{0,16174(s + 405,9)(s^2 + 1,021e05s + 1,598e10)}{(s + 372,4)(s^2 + 4,339e04s + 9,886e09)} \quad (4.39)$$

Las funciones de peso de W_O (4.38) y W_{INT} (4.39) de la Figura 4.20 se obtiene para proporcionar el perfil de la incertidumbre en el subsistema fuente y en el subsistema carga de la Figura 4.18. Los resultados del valor singular estructurado se muestran en la primer Figura 4.21. El cálculo de μ muestra que se satisface ER, al cumplir la condición $\mu(M(j\omega)) < 1$. En la parte inferior de la Figura se muestran las componentes de Δ de la diagonal de la matriz N_{22} , aunque como se mencionó anteriormente realizar esta prueba es demasiado optimista porque se ignora la interacción entre el Δ_j , pero en estos resultados se muestra que la impedancia de entrada es la que mayor contribuye para acercar al sistema a la inestabilidad. Un aspecto interesante es notar que los dos picos máximos se vuelven a repetir en la frecuencia de impedancia máxima del subsistema fuente y en la frecuencia de corte del filtro de entrada del convertidor buck.

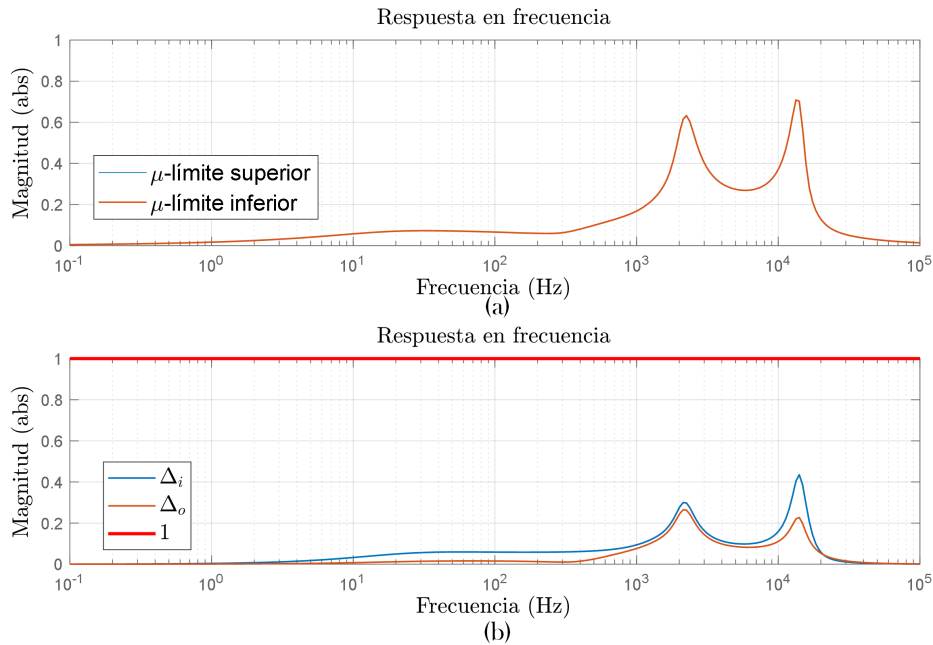


Figura 4.21: Caso VII; (a) análisis de estabilidad utilizando SSV, (b) componentes de Δ de la diagonal de la matriz N_{22} .

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD ROBUSTA A TRAVÉS DE SSV CASO I

Para el análisis de estabilidad del caso I se realiza el mismo procedimiento. Se obtienen diferentes funciones de peso para el subsistema fuente (4.40) y el subsistema carga (4.41) que se muestran en la

Figura 4.22. Desafortunadamente no se garantiza estabilidad robusta con este enfoque como se muestra en la parte superior de la Figura 4.23. Entran en discusión algunos aspectos de los resultados al separar los subsistemas.

- Es posible separar la “ganancia de lazo” para particularizar la información entre los subsistemas, con el propósito de encontrar la contribución independiente del subsistema fuente y carga en el sistema en total.
- Si no se garantiza ER con el tipo de representación de la incertidumbre y la función de peso utilizada, una alternativa es utilizar otro tipo de representación de incertidumbre. La desventaja que existen múltiples tipos de representación que se pueden utilizar tanto en el subsistema fuente y el subsistema carga.

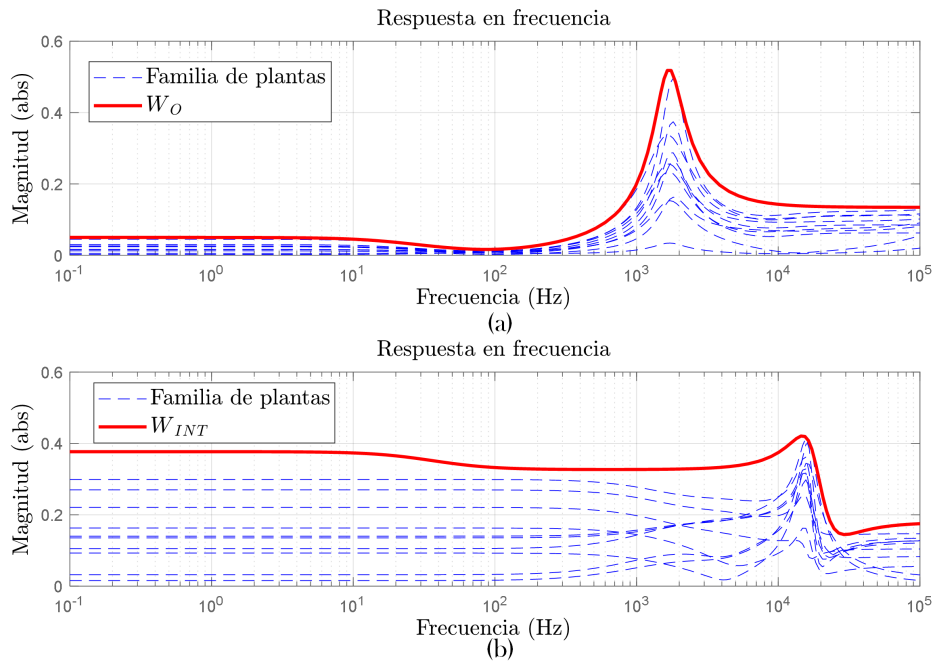


Figura 4.22: Elección de funciones de peso; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{OT} , (b) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{INT} .

$$W_O = \frac{0,13455(s + 1,736e04)(s^2 + 801,6s + 3,136e05)}{(s + 132,6)(s^2 + 5242s + 1,102e08)} \quad (4.40)$$

$$W_{INT} = \frac{0,17886(s + 254,7)(s^2 + 8,762e04s + 2,274e10)}{(s + 220,7)(s^2 + 6,2e04s + 1,246e10)} \quad (4.41)$$

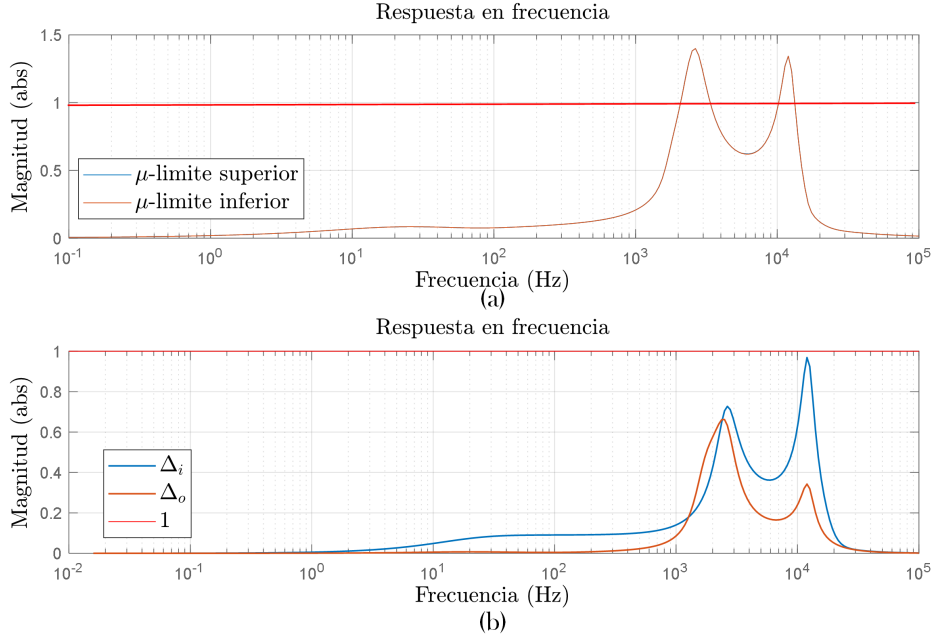


Figura 4.23: Caso I; (a) análisis de estabilidad utilizando SSV, (b) componentes de Δ de la diagonal de la matriz N_{22} .

4.5.3. ANÁLISIS DE DESEMPEÑO ROBUSTO UTILIZANDO VALOR SINGULAR ESTRUCTURADO

Para probar DR, se deben extraer las perturbaciones y reorganizar el sistema a la forma $N-\Delta$. El requisito de DR como se indica en (4.42) es que la norma H_∞ de la función de transferencia $\mathcal{F}_\ell(N, \Delta)$ permanezca por debajo de 1 para todas las perturbaciones permitidas. En la Figura 4.24.a se muestra el diagrama de bloques del sistema para el análisis de desempeño robusto de la nanorred. En la Figura 4.24.b se muestra la estructura $N-\Delta$, donde para el análisis de estabilidad se requiere satisfacer la condición (4.42).

$$\|\mathcal{F}_\ell(N, \Delta)\|_\infty := \|N_{11} + N_{12}\Delta(I - N_{22}\Delta)^{-1}N_{21}\|_\infty < 1, \quad \forall \Delta, \|\Delta\|_\infty \leq 1 \quad (4.42)$$

Para resolver el problema de la condición de DR se reestructura el diagrama de bloques de la Figura 4.24.a al agregar un *Bloque "Ficticio de desempeño"* Δ_P (Figura 4.24.c). Con esta acción se obtiene la estructura $(N-\Delta)$ de la Figura 4.24.d y el análisis de DR se resuelve a partir del valor singular estructurado

μ .

$$\mu_{\hat{\Delta}}(N(j\omega)) < 1, \quad \forall \omega \quad (4.43)$$

donde

$$\hat{\Delta} = \begin{bmatrix} \Delta_P & 0 \\ 0 & \Delta \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

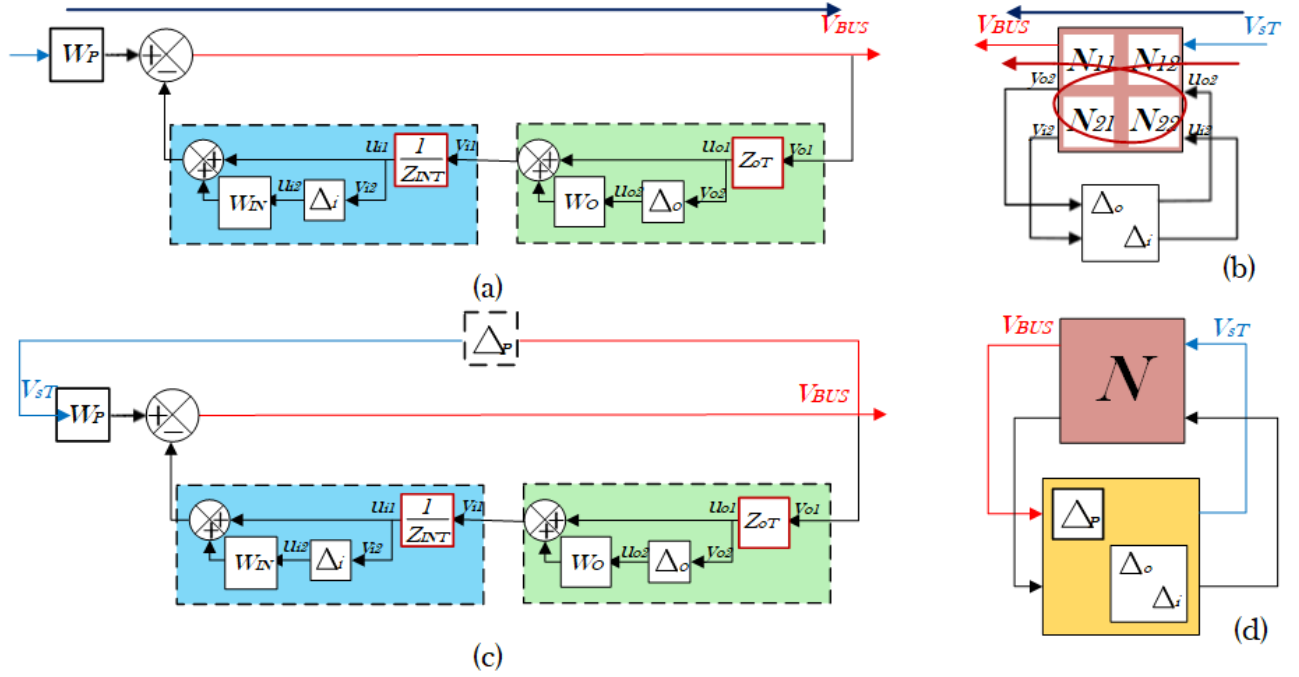


Figura 4.24: Marco de análisis para desempeño robusto.

$$\begin{bmatrix} V_{BUS} \\ y_{o2} \\ y_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{W_P Z_{INT}}{Z_{INT} + Z_{oT}} & -\frac{W_P W_O}{Z_{INT} + Z_{oT}} & -\frac{W_P W_{IN} Z_{INT}}{Z_{INT} + Z_{oT}} \\ \frac{Z_{INT} Z_{oT}}{Z_{INT} + Z_{oT}} & -\frac{W_O Z_{oT}}{Z_{INT} + Z_{oT}} & -\frac{W_{IN} Z_{INT} Z_{oT}}{Z_{INT} + Z_{oT}} \\ \frac{Z_{oT}}{Z_{INT} + Z_{oT}} & \frac{W_O}{Z_{INT} + Z_{oT}} & -\frac{W_{IN} Z_{oT}}{Z_{INT} + Z_{oT}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u_{o2} \\ u_{i2} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} V_{BUS} \\ y_{o2} \\ y_{i2} \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} w \\ u_{o2} \\ u_{i2} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Para ejemplificar el análisis de DR, se muestran los resultados con el caso VII. Se utilizan las funciones de peso para las incertidumbres presentadas anteriormente (4.38) y (4.39) y la función de peso de desempeño $W_P = 3$, que se presentó para el caso de desempeño robusto en la Figura 4.16. En la Figura 4.25 se muestra que la condición $\mu_{\hat{\Delta}}(N(j\omega)) < 1$ no se satisface. Por lo cual se concluye que no se garantiza DR bajo estas condiciones.

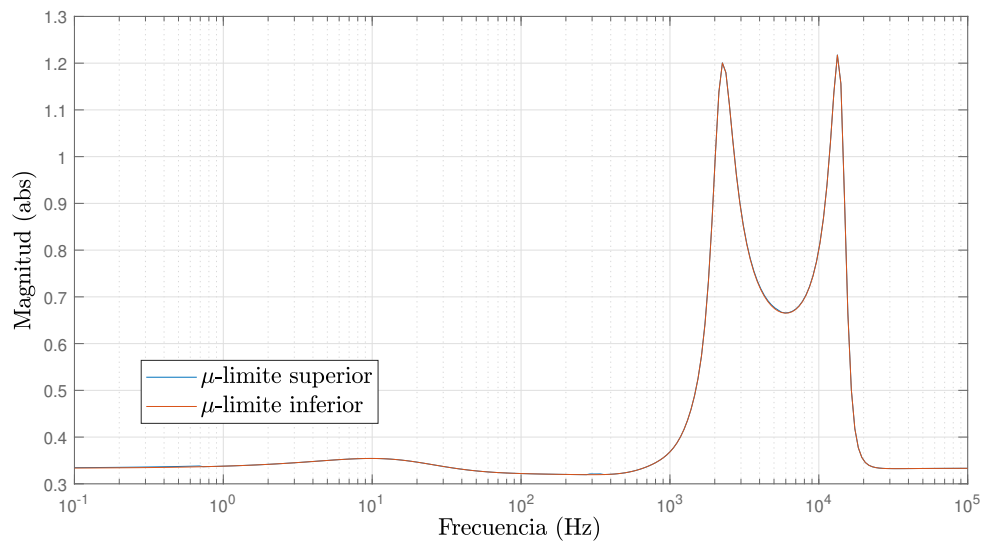


Figura 4.25: Análisis de desempeño robusto con SSV del caso VII.

Conclusiones

En este trabajo de tesis se realizó una metodología para analizar estabilidad robusta de una nanorred de CD bajo la presencia de variaciones paramétricas. Ya que garantizar estabilidad es parte de los requerimientos básicos para las microrredes y nanorredes de CD.

Las conclusiones del trabajo son:

- Dentro de las nanorredes de CD una de las principales problemáticas ocurre cuando se utilizan convertidores POL, por su dinámica no lineal y su efectos en el sistema.
- Las características de la nanorred dependen de los objetivos de control y el nivel del control aumenta conforme se incrementan sus requerimientos.
- Una de las alternativas más comúnmente empleadas para desarrollar un SPD es subdividir el sistema y desarrollar sus elementos aisladamente. Esto reduce la complejidad en el diseño al no requerir una acción de control para todo el sistema. De aquí surge que garantizar la estabilidad por la interconexión de los subsistemas resulta el mayor reto.
- Para lograr estabilidad nominal utilizar el método basado en impedancias da la ventaja de tener la posibilidad de obtener los datos con mediciones y es más sencillo de utilizar con SPD de múltiples subsistemas fuente y múltiples subsistemas carga. Además, la ganancia de lazo ha permitido en estos sistemas asegurar “desempeño” al utilizar márgenes de estabilidad relativa MG y MF, lo que buscan es que la dinámica de los subsistemas no se vea afectada por su interconexión.
- Los resultados del análisis de estabilidad de toda la nanorred se comprobaron con el uso del software Matlab. Uno de los resultados fue demostrar la inestabilidad encontrada por la variación paramétrica en el filtro de entrada y ver reflejada la inestabilidad en el circuito conmutado del software PSIM.
- Uno de los mayores retos es la adición del filtro de entrada en el subsistema carga, porque agrega complejidad en el aspecto de satisfacer la estabilidad en diferentes puntos de interacción del sistema. Además, que la influencia del filtro en la impedancia de entrada genera un pico resonante por dos polos complejos, lo que dificulta en mayor medida garantizar la estabilidad del sistema entre la interconexión del subsistema fuente y el subsistema carga.

- En el Apéndice B se presenta el análisis de estabilidad de la nanorred sin el filtro y se presentan mejores resultados debido a que no existe influencia del filtro sobre la impedancia de entrada en el subsistema carga.
- Se agrega mediante la metodología presentada de estabilidad nominal la opción de escalabilidad de la nanorred. Al garantizar estabilidad a través de un análisis más detallado de los posibles casos de operación. Aunque se dieron recomendaciones para obtener los peores escenarios, es complicado saber cual es el peor en términos de estabilidad. La finalidad es garantizar estabilidad en estos escenarios y con ello garantizar estabilidad en todos los modos de operación de la nanorred.
- Para el análisis de estabilidad robusta se parte del diagrama de bloques que se utiliza para estabilidad nominal. A partir de esta representación se logra encapsular todas las variaciones paramétricas de la nanorred de la Tabla 4.1 a través de una función de peso y con esto se logra garantizar estabilidad robusta con el teorema de ganancia pequeña.
- Garantizar estabilidad robusta da la ventaja sobre estabilidad nominal de considerar las variaciones paramétricas propias de los componentes.
- Con el análisis de estabilidad robusta propuesto no se puede conocer cual parámetro en específico de la nanorred afecta más la estabilidad del sistema.
- Los criterios de estabilidad basados en impedancias restringen una área cercana al -1 para dar condiciones más fuertes de estabilidad a las del criterio de Nyquist. Dentro de estos se utilizó el criterio MPC para generar una región prohibida y este criterio se combinó con el análisis de estabilidad robusta. Se utilizaron herramientas de control robusto y se logró garantizar desempeño robusto, lo que significa que la ganancia de lazo aun en presencia de incertidumbres no toca la región prohibida.
- Se presentó una alternativa que también garantice estabilidad robusta, pero con el uso de SSV. El objetivo de esta herramienta es particularizar la información y obtener información más específica de cual subsistema es el que está afectando más la estabilidad del sistema.
- Los análisis de estabilidad robusta dependen del tipo de incertidumbre y la función de peso que se escoge. Estos representan un reto importante porque pueden agregar conservadurismo al análisis. Además existen muchas tipos de representación de la incertidumbre e infinitas elecciones de funciones de peso.
- La información obtenida del estudio de estabilidad será útil para incrementar las capacidades del sistema completo en el caso de implementar un control más complejo.

Apéndice A

Para obtener las impedancias a lazo cerrado se utiliza la fórmula de Mason (46).

$$G = \frac{y_{salida}}{y_{entrada}} = \frac{\sum_{k=1}^N P_k \Delta_k}{\Delta} \quad (46)$$

$$\Delta = 1 - \sum L_i + \sum L_i L_j - \sum L_i L_j L_k + \dots + (-1)^m \sum + \dots + \dots$$

donde

- Δ = determinante gráfico.
- N = número de trayectorias directas posibles entre la entrada y la salida.
- P_k = ganancia en la trayectoria directa k -ésima.
- L_i = ganancia de los lazos simples
- $L_i L_j$ = producto de las ganancias de lazos disjuntos (que no se tocan, es decir, no comparten nodos), tomados de dos en dos.
- $L_i L_j L_k$ = producto de las ganancias de lazos disjuntos, tomados de tres en tres Δ_k = determinante gráfico para la trayectoria directa k -ésima. Se define de la misma forma que el determinante gráfico completo, sólo que las ganancias sustituidas en las fórmulas son las de los lazos que no tocan a la trayectoria directa k -ésima.

Impedancias de entrada y salida de convertidores

1. Impedancia de salida convertidor boost del subsistema fuente (Ecuación 51).

$$L_1^{Fi} = -N^{Fi} G_i^{Fi}(s) K_p^{Fi} G_{i_{ed}}^{Fi} \quad L_2^{Fi} = -H^{Fi} G_v^{Fi}(s) G_i^{Fi}(s) K_p^{Fi} G_{v_{od}}^{Fi} \quad (47)$$

$$\Delta^{Fi} = 1 - (L_1^{Fi} + L_2^{Fi}) \quad P_1^{Fi} = -Z_o^{Fi} \quad (48)$$

$$P_2^{Fi} = -G_{i_{eo}}^{Fi} N^{Fi} G_i^{Fi}(s) K_p^{Fi} G_{v_{od}}^{Fi} \quad \Delta_1^{Fi} = 1 - L_1^{Fi} \quad (49)$$

$$\Delta_2^{Fi} = 1 \quad (50)$$

$$Z_{oLC}^{Fi}(s) = \left(\frac{P_1^{Fi} \Delta_1^{Fi} + P_2^{Fi} \Delta_2^{Fi}}{\Delta^{Fi}} \right) \quad (51)$$

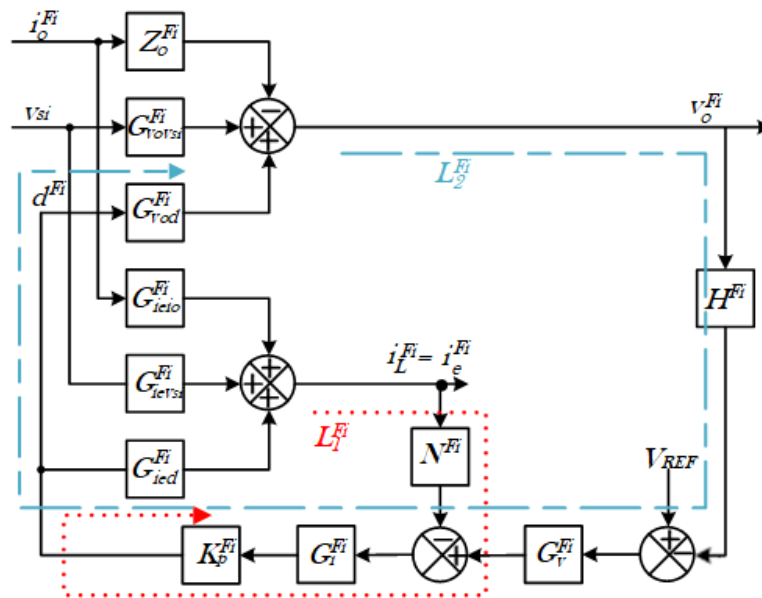


Figura 26: Diagrama de bloques del control del convertidor boost a modo corriente del subsistema fuente.

2. Impedancia de entrada convertidor buck del subsistema carga (Ecuación 55).

$$P_1^{\Gamma 1} = G_{i_e v_{BUS}}^{\Gamma 1} \quad P_2^{\Gamma 1} = -G_{v_o v_{BUS}}^{\Gamma 1} H^{\Gamma 1} G_v^{\Gamma 1}(s) K_p^{\Gamma 1} G_{i_e d}^{\Gamma 1} \quad (52)$$

$$L_2^{\Gamma 1} = -H^{\Gamma 1} G_v^{\Gamma 1}(s) K_p^{\Gamma 1} G_{v_o d}^{\Gamma 1} \quad \Delta^{\Gamma 1} = 1 - L_2^{\Gamma 1} \quad (53)$$

$$\Delta_1^{\Gamma 1} = 1 - L_2^{\Gamma 1} \quad \Delta_2^{\Gamma 1} = 1 \quad (54)$$

$$Z_{inLC}^{\Gamma 1}(s) = \left(\frac{P_1^{\Gamma 1} \Delta_1^{\Gamma 1} + P_2^{\Gamma 1} \Delta_2^{\Gamma 1}}{\Delta^{\Gamma 1}} \right) \quad (55)$$

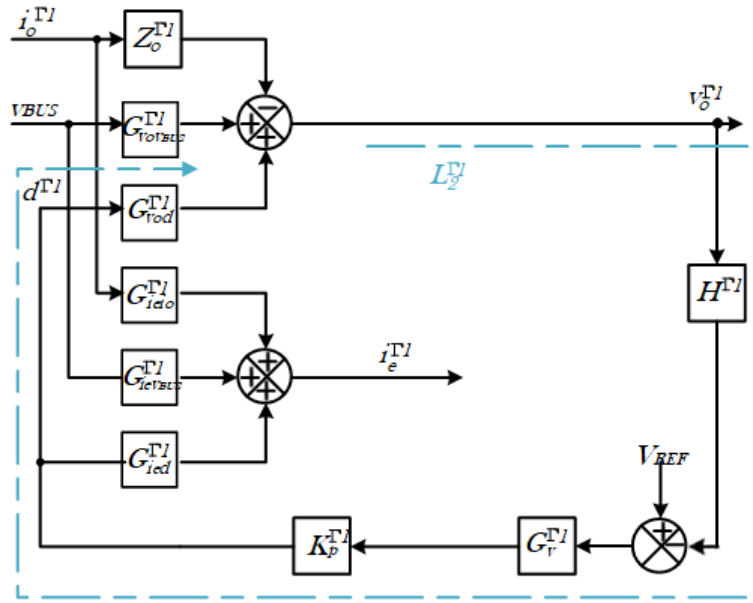


Figura 27: Diagrama de bloques del control del convertidor buck a modo voltaje del subsistema carga.

3. Impedancia de entrada del convertidor boost del subsistema carga (Ecuación 60).

$$L_1^{\Gamma 2} = -N^{\Gamma 2} G_i^{\Gamma 2}(s) K_p^{\Gamma 2} G_{i_e d}^{\Gamma 2} \quad L_2^{\Gamma 2} = -H^{\Gamma 2} G_v^{\Gamma 2}(s) G_i^{\Gamma 2}(s) K_p^{\Gamma 2} G_{v_o d}^{\Gamma 2} \quad (56)$$

$$\Delta^{\Gamma 2} = 1 - (L_1^{\Gamma 2} + L_2^{\Gamma 2}) \quad P_1^{\Gamma 2} = G_{i_e v_{BUS}}^{\Gamma 2} \quad (57)$$

$$P_2^{\Gamma 2} = -G_{v_o v_{BUS}}^{\Gamma 2} H^{\Gamma 2} G_v^{\Gamma 2}(s) G_i^{\Gamma 2}(s) K_p^{\Gamma 2} G_{i_e d}^{\Gamma 2} \quad \Delta_1^{\Gamma 2} = 1 - L_2^{\Gamma 2} \quad (58)$$

$$\Delta_2^{\Gamma 2} = 1 \quad (59)$$

$$Z_{inLC}^{\Gamma 2}(s) = \left(\frac{P_1^{\Gamma 2} \Delta_1^{\Gamma 2} + P_2^{\Gamma 2} \Delta_2^{\Gamma 2}}{\Delta^{\Gamma 2}} \right) \quad (60)$$

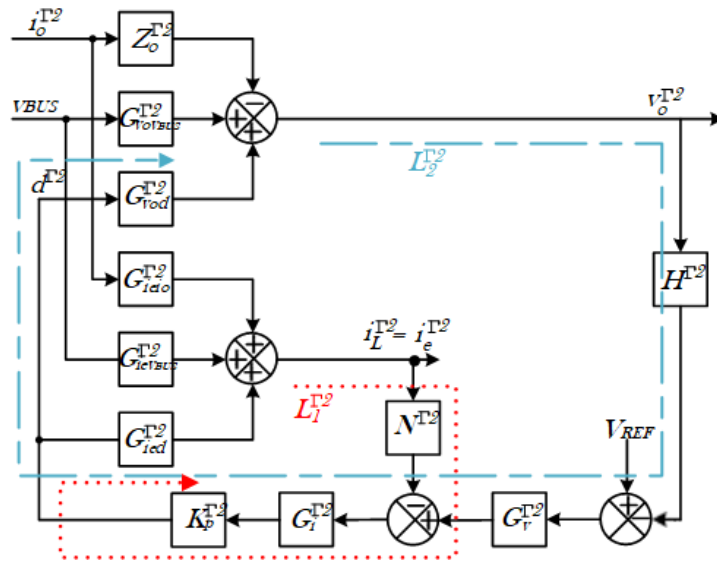


Figura 28: Diagrama de bloques del control del convertidor boost a modo corriente del subsistema carga.

Impedancias de entrada del filtro y convertidor POL buck

$$P_1 = G_{i_e F v_{BUS}} \quad P_2 = \frac{G_{v_{BUS} F} G_{i_e i_o F}}{Z_{inLC Buck}^{\Gamma 1}} \quad L = -\frac{Z_{oF}}{Z_{inLC Buck}^{\Gamma 1}} \quad (61)$$

$$\Delta = 1 - L \quad \Delta_1 = 1 - L \quad \Delta_2 = 1 \quad (62)$$

$$Z_{inLC}^{\Gamma 1}(s) = \left(\frac{P_1 \Delta_1 + P_2 \Delta_2}{\Delta} \right) \quad (63)$$

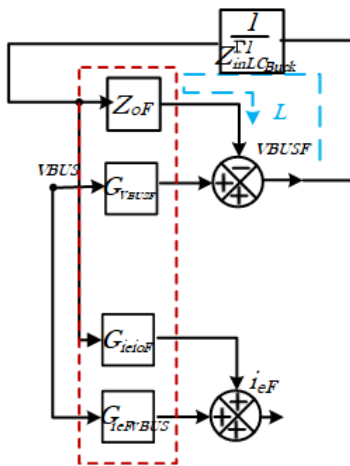


Figura 29: Diagrama de bloques simplificado del filtro con el convertidor POL.

Apéndice B

En esta sección se presentan los resultados del análisis de estabilidad sin la presencia del filtro en la entrada del convertidor buck en el subsistema carga.

- En la Figura 30 se muestra la familia de las impedancias de los convertidores sin el filtro de entrada. Se observa que no se presenta el pico resonante de la impedancia de entrada.

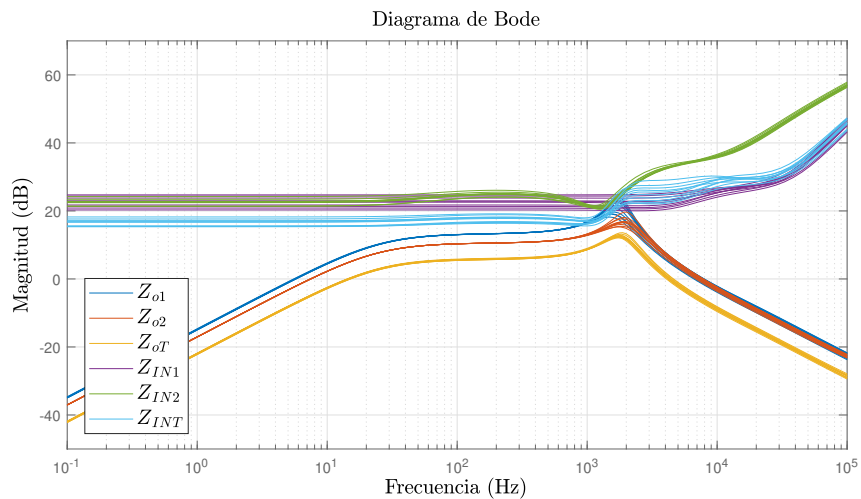


Figura 30: Respuesta en frecuencia de la familia de impedancias a lazo cerrado de los convertidores.

- En la Figura 31 se muestra el análisis de estabilidad de la familia de las ganancias de lazo del caso VII. Se muestra que tienen un PM infinito y buenos márgenes de ganancia GM, lo que garantiza estabilidad para esos puntos de operación.

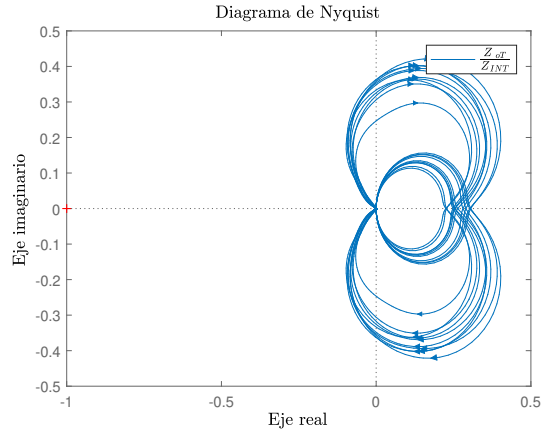


Figura 31: Familia de contornos de Nyquist por la relación de las impedancias del caso VII.

- En la Figura 32 se garantiza estabilidad robusta con la función peso (64) a través del teorema de ganancia pequeña. Se observa que la cota de la incertidumbre puede aumentar aproximadamente 400 % y aún garantizar estabilidad. Además el pico máximo corresponde al pico máximo de la impedancia de salida del subsistema fuente y ya no se presenta el otro pico originado por el filtro de entrada.

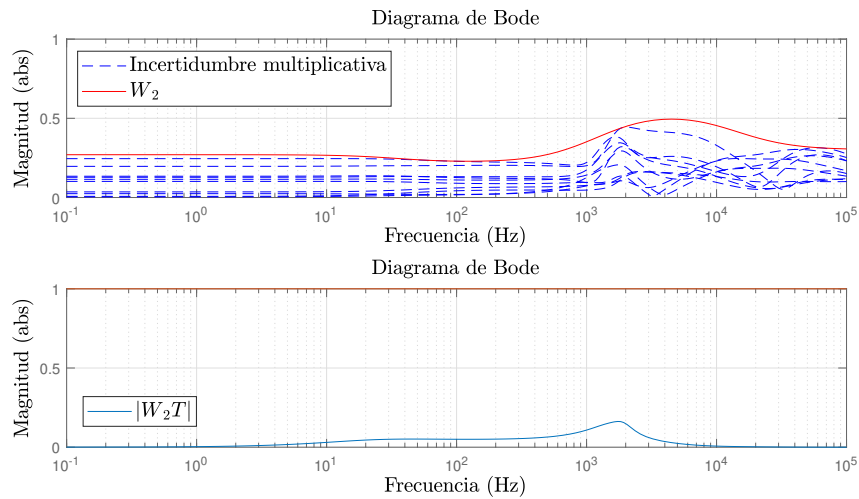


Figura 32: Resultados para el análisis de estabilidad robusta; (a) familia de plantas y función de peso propuesta, (b) respuesta en frecuencia de $M(s)$.

$$W_2 = \frac{0,30216(s + 1,359e05)(s + 3840)(s + 260,7)}{(s + 7,608e04)(s + 9358)(s + 213,7)} \quad (64)$$

- Se garantiza estabilidad robusta con SSV utilizando las funciones de peso (65) y (66). Los resultados se muestran en la Figura 34.

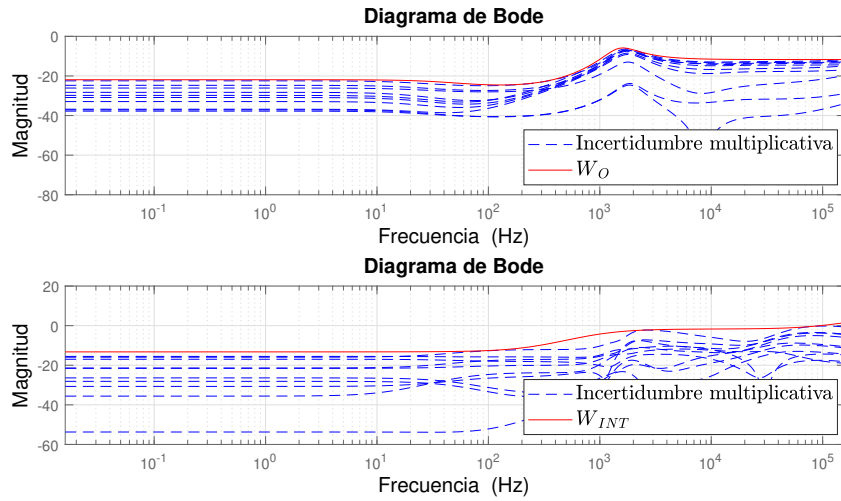


Figura 33: Elección de funciones de peso; (a) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{oT} , (b) familia de plantas y funciones de peso propuestas para Z_{INT} .

$$W_O = \frac{0,2356(s + 127,1)(s^2 + 1318s + 4,46e06)}{(s + 157,2)(s^2 + 4857s + 1,382e07)} \quad (65)$$

$$W_{INT} = \frac{0,3601(s + 1194)(s^2 + 1,94e04s + 1,564e08)}{(s + 900,1)(s^2 + 1,343e04s + 1,564e08)} \quad (66)$$

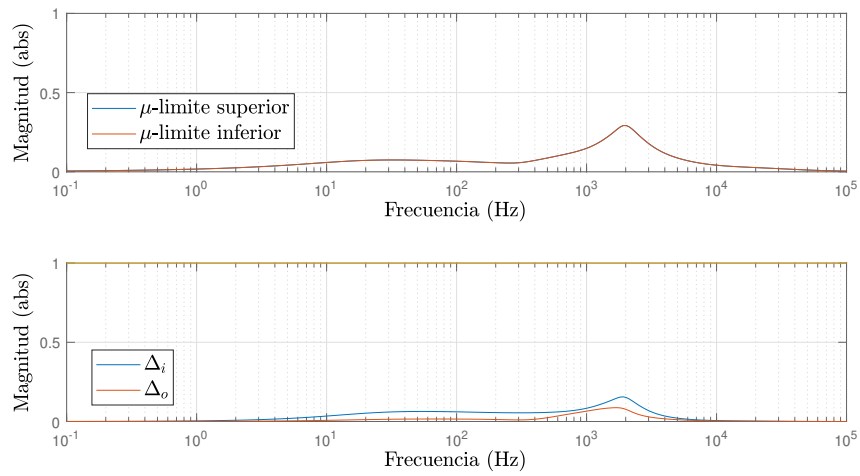


Figura 34: Caso I; (a) análisis de estabilidad utilizando SSV, (b) componentes de Δ de la diagonal de la matriz N_{22} .

- En la Figura 35 se satisface la condición para RP, lo que demuestra que la dinámica del filtro de entrada es la que más afecta el análisis de estabilidad. Debido a que a diferencia de realizar el análisis con el filtro, no existe un pico resonante en la impedancia de entrada del convertidor buck.

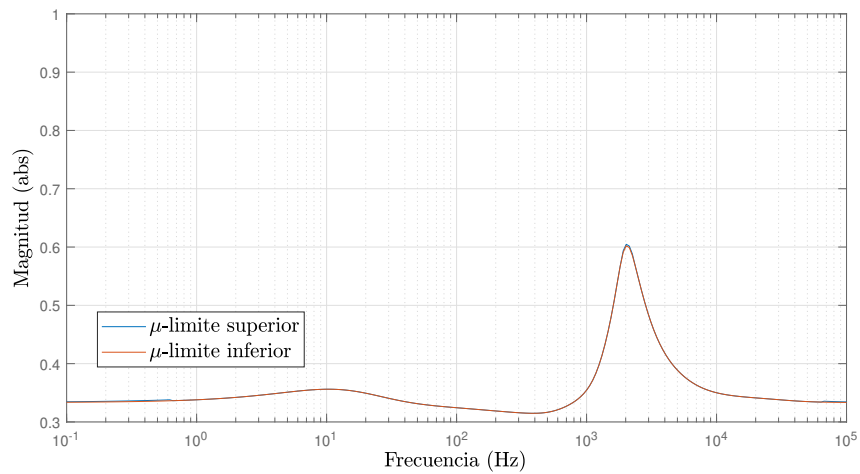


Figura 35: Análisis de desempeño robusto con SSV del caso VII.

Bibliografía

- [1] D. K. Fulwani and S. Singh, *Mitigation of Negative Impedance Instabilities in DC Distribution Systems*, ser. SpringerBriefs in Applied Sciences and Technology. Singapore: Springer Singapore, 2017. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/978-981-10-2071-1>
- [2] F. R. Rubio and M. J. L. Sánchez, *Control adaptativo y robusto*. Universidad de Sevilla, 1996, google-Books-ID: 54I4mCHvNz8C.
- [3] “21st Edition Thought Leadership and Research Report,” Nov. 2019, library Catalog: www.capgemini.com. [Online]. Available: <http://www.capgemini.com/wemo%20>
- [4] “Anuario estadístico mundial de energía 2020,” Oct. 2020. [Online]. Available: <http://datos.enerdata.net/>
- [5] A. Hirsch, Y. Parag, and J. Guerrero, “Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 402–411, Jul. 2018. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S136403211830128X>
- [6] S. Parhizi, H. Lotfi, A. Khodaei, and S. Bahramirad, “State of the Art in Research on Microgrids: A Review,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 890–925, 2015, conference Name: IEEE Access.
- [7] C. N. p. e. U. E. d. I. Energía, “¿Qué es la generación distribuida? -Grandes Usuarios de la Energía-,” library Catalog: www.gob.mx. [Online]. Available: <http://www.gob.mx/conuee/acciones-y-programas/que-es-la-generacion-distribuida-estados-y-municipios>
- [8] W. A. Tabisz, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, “Present and future of distributed power systems,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 11–18, 1992.
- [9] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, and F. Lee, “Future electronic power distribution systems a contemplative view,” in *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*. Brasov, Romania: IEEE, May 2010, pp. 1369–1380. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5510477/>
- [10] F. Martin-Martínez, A. Sánchez-Mirallas, and M. Rivier, “A literature review of Microgrids: A functional layer based classification,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 1133–1153, Sep. 2016. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032116301356>
- [11] C. N. p. e. U. E. d. I. Energía, “¿Qué es la generación distribuida? -Grandes Usuarios de la Energía-,” library Catalog: www.gob.mx. [Online]. Available: <http://www.gob.mx/conuee/acciones-y-programas/que-es-la-generacion-distribuida-estados-y-municipios>

- [12] T. Dragicevic, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and D. Skrlec, "Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Microgrids: A step toward a new generation of power distribution networks." *IEEE Electrification Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 54–65, Mar. 2014. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6774539/>
- [13] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "DC Microgrids—Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, May 2016. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7177102/>
- [14] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, and J.-W. Jung, "AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 387–405, Aug. 2013. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032113002268>
- [15] T. L. Nguyen and G. Griepentrog, "Modeling, Control and Stability Analysis for a DC Nanogrid System," in *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. Padua: IEEE, Jun. 2018, pp. 1–8. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8459957/>
- [16] T. Dragicevic, X. Lu, J. Vasquez, and J. Guerrero, "DC Microgrids—Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2015. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7268934/>
- [17] L. Meng, Q. Shafiee, G. Ferrari Trecate, H. Karimi, D. Fulwani, X. Lu, and J. M. Guerrero, "Review on Control of DC Microgrids," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2017. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7890986/>
- [18] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, Jan. 2011. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5546958/>
- [19] D. Burmester, R. Rayudu, W. Seah, and D. Akinyele, "A review of nanogrid topologies and technologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 760–775, Jan. 2017. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032116305640>
- [20] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise, "Loss evaluation of DC distribution for residential houses compared with AC system," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*. Sapporo, Japan: IEEE, Jun. 2010, pp. 480–486. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5543501/>
- [21] N. Bayati, A. Hajizadeh, and M. Soltani, "Protection in DC microgrids: a comparative review," *IET Smart Grid*, vol. 1, no. 3, pp. 66–75, Oct. 2018. [Online]. Available: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-stg.2018.0035>
- [22] M. K. AL-Nussairi, R. Bayindir, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, and P. Siano, "Constant Power Loads (CPL) with Microgrids: Problem Definition, Stability Analysis and Compensation Techniques," *Energies*, vol. 10, no. 10, p. 1656, Oct. 2017. [Online]. Available: <http://www.mdpi.com/1996-1073/10/10/1656>

- [23] Awang bin Jusoh, "The instability effect of constant power loads," in *PECon 2004. Proceedings. National Power and Energy Conference, 2004*. Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2004, pp. 175–179. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1461638/>
- [24] R. Haroun, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Stability issues in cascade connected switching converters for DC microgrid applications," in *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2013)*. Beijing: IEEE, May 2013, pp. 1324–1327. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6572098/>
- [25] A. Emadi, A. Khaligh, C. Rivetta, and G. Williamson, "Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Automotive Systems: Definition, Modeling, Stability, and Control of Power Electronic Converters and Motor Drives," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, Jul. 2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1658410/>
- [26] A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, E. Lenz, and V. Stramosk, "Modeling and Stability Analysis of Islanded DC Microgrids Under Droop Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4597–4607, Aug. 2015. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6909049/>
- [27] S. Singh, A. R. Gautam, and D. Fulwani, "Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 407–421, May 2017. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032117300412>
- [28] M. Amin and M. Molinas, "Small-Signal Stability Assessment of Power Electronics Based Power Systems: A Discussion of Impedance- and Eigenvalue-Based Methods," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 5014–5030, Sep. 2017. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7940030/>
- [29] E. Hossain, R. Perez, A. Nasiri, and S. Padmanaban, "A comprehensive review on constant power loads compensation techniques," *Ieee Access*, vol. 6, pp. 33 285–33 305, 2018.
- [30] M. Cespedes, L. Xing, and J. Sun, "Constant-Power Load System Stabilization by Passive Damping," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1832–1836, Jul. 2011. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5764841/>
- [31] A. Rahimi and A. Emadi, "Active Damping in DC/DC Power Electronic Converters: A Novel Method to Overcome the Problems of Constant Power Loads," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1428–1439, May 2009. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4776490/>
- [32] M. Lee, D. Chen, K. Huang, C.-W. Liu, and B. Tai, "Modeling and Design for a Novel Adaptive Voltage Positioning (AVP) Scheme for Multiphase VRMs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1733–1742, Jul. 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4558239/>
- [33] L. Guo, S. Zhang, X. Li, Y. W. Li, C. Wang, and Y. Feng, "Stability Analysis and Damping Enhancement Based on Frequency-Dependent Virtual Impedance for DC Microgrids," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 338–350, Mar. 2017. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7539344/>

- [34] Y. Zhao, W. Qiao, and D. Ha, "A Sliding-Mode Duty-Ratio Controller for DC/DC Buck Converters With Constant Power Loads," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1448–1458, Mar. 2014. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6562761/>
- [35] A. Kwasinski and P. T. Krein, "Stabilization of constant power loads in Dc-Dc converters using passivity-based control," in *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*. Rome, Italy: IEEE, 2007, pp. 867–874. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4448903/>
- [36] X. Lu, K. Sun, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, L. Huang, and J. Wang, "Stability Enhancement Based on Virtual Impedance for DC Microgrids With Constant Power Loads," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 6, pp. 2770–2783, Nov. 2015. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7175069/>
- [37] X. Zhang, X. Ruan, and C. K. Tse, "Impedance-Based Local Stability Criterion for DC Distributed Power Systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 3, pp. 916–925, Mar. 2015. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7004887/>
- [38] M. Su, Z. Liu, Y. Sun, H. Han, and X. Hou, "Stability Analysis and Stabilization Methods of DC Microgrid With Multiple Parallel-Connected DC–DC Converters Loaded by CPLs," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 1, pp. 132–142, Jan. 2018. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7440899/>
- [39] J. Liu, W. Zhang, and G. Rizzoni, "Robust Stability Analysis of DC Microgrids With Constant Power Loads," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, no. 1, pp. 851–860, Jan. 2018. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7911315/>
- [40] M. Baranwal, A. Askarian, S. Salapaka, and M. Salapaka, "A Distributed Architecture for Robust and Optimal Control of DC Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 3082–3092, Apr. 2019. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8371523/>
- [41] M. Marwali, M. Dai, and A. Keyhani, "Robust Stability Analysis of Voltage and Current Control for Distributed Generation Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 516–526, Jun. 2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1634600/>
- [42] H. Bevrani, M. R. Feizi, and S. Ataei, "Robust Frequency Control in an Islanded Microgrid: H_∞ and μ -Synthesis Approaches," *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 1–1, 2015. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7159089/>
- [43] S. Sudhoff, S. Glover, P. Lamm, D. Schmucker, and D. Delisle, "Admittance space stability analysis of power electronic systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no. 3, pp. 965–973, 2000. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/869516/>
- [44] K. Zenger, A. Altowati, and T. Suntio, "Stability and Performance Analysis of Regulated Converter Systems," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. Paris, France: IEEE, Nov. 2006, pp. 1975–1980, iSSN: 1553-572X. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4153451/>
- [45] M. R. Modabbernia, F. Kohani, R. Fouladi, and S. S. Nejati, "The State Space Average Model of Buck-Boost Switching Regulator Including all of The System Uncertainties," vol. 5, no. 02, p. 14, 2013.

- [46] Electrical Engineering Group, Technical and Vocational University, Rasht Branch. Rasht, Iran, and M. R. Modabbernia, "An Improved State Space Average Model of Buck DC-DC Converter with all of the System Uncertainties," *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 5, no. 1, pp. 81–94, Mar. 2013. [Online]. Available: <http://ijeei.org/docs-186982304516f83a88195d.pdf>
- [47] W. M. Polivka, P. R. Chetty, and R. D. Middlebrook, "State-Space Average modelling of converters with parasitics and storage-time modulation," in *1980 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Atlanta, Georgia, USA: IEEE, Jun. 1980, pp. 119–143. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7089440/>
- [48] C. Basso, *Switch-mode power supplies spice simulations and practical designs*. McGraw-Hill, Inc., 2008.
- [49] S. Lee, "Practical Feedback Loop Analysis for Current-Mode Boost Converter," *Texas Instrument*, p. 12, 2014.
- [50] H. Yao, "MODELING AND DESIGN OF A CURRENT MODE CONTROL BOOST CONVERTER," p. 69, 2012.
- [51] S. Robert, "Current Mode Modeling - Reference Guide," *Texas Instrument*, p. 94, 2011.
- [52] R. Sheehan and S. Clara, "Understanding and Applying Current-Mode Control Theory," p. 30.
- [53] L. H. Díaz-Saldierna, M. G. Ortiz-Lopez, J. I. Marcelaño-Beltrán, and J. Leyva-Ramos, "Metodología para el Diseño de Controladores Modo-Corriente Promedio para Convertidores Conmutados," p. 6, 2014.
- [54] Ruqi Li, T. O'Brien, J. Lee, and J. Beecroft, "A unified small signal analysis of DC-DC converters with Average Current Mode Control," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. San Jose, CA: IEEE, Sep. 2009, pp. 647–654. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5316523/>
- [55] J. Leyva-Ramos and J. Morales-Saldana, "A design criteria for the current gain in current-programmed regulators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 568–573, Aug. 1998. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/704883/>
- [56] J. Van de Vegte, *Feedback control systems*. Prentice-Hall, Inc., 1994.
- [57] J. Sun, "Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3075–3078, Nov. 2011. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5741855/>
- [58] A. Riccobono and E. Santi, "Comprehensive Review of Stability Criteria for DC Power Distribution Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, Sep. 2014. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6757016/>
- [59] A. Francés Roger, "Blackbox Nonlinear Modeling and Stability Analysis of DC Electronic Power Converters in Microgrids," PhD Thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2018. [Online]. Available: <http://oa.upm.es/53613/>

- [60] S. Vesti, "Methodology for Dynamic Stability and Robustness Analysis of Commercial- Power-Module-Based DC-Distributed Systems," *Tampereen teknillinen yliopisto. Julkaisu-Tampere University of Technology. Publication; 1326*, p. 151, 2015.
- [61] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," *IAS'76*, 1976.
- [62] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. 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.
- [63] Xiaogang Feng, Zhihong Ye, Kun Xing, F. Lee, and D. Borjovic, "Impedance specification and impedance improvement for DC distributed power system," in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, vol. 2. Charleston, SC, USA: IEEE, 1999, pp. 889–894. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/785616/>
- [64] X. Feng, Z. Ye, K. Xing, F. C. Lee, and D. Borjovic, "Individual load impedance specification for a stable DC distributed power system," in *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*. Dallas, TX, USA: IEEE, 1999, pp. 923–929 vol.2. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/750480/>
- [65] S. Vesti, T. Suntio, J. A. Oliver, R. Prieto, and J. A. Cobos, "Impedance-Based Stability and Transient-Performance Assessment Applying Maximum Peak Criteria," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2099–2104, May 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6317195/>
- [66] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable feedback control: analysis and design*. Wiley New York, 2007, vol. 2.
- [67] L. FRED C., "User's design handbook for a standardized control module (scm) for dc to dc converters, volume 2," 1980.
- [68] M. Zamierczuk, R. Cravens, and A. Reatti, "Closed-loop input impedance of PWM buck-derived DC-DC converters," in *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS '94*, vol. 6. London, UK: IEEE, 1994, pp. 61–64. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/409526/>
- [69] D. McMahan, *Circuit Analysis Demystified*. McGraw-Hill, Inc., 2007.
- [70] J. J. Grainger and W. D. Stevenson, *Análisis de sistemas de potencia*. McGraw-Hill México, 1996.
- [71] K. Zhou and J. C. Doyle, *ESSENTIALS OF ROBUST CONTROL*. Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 1998, vol. 104.
- [72] R. Herzog and J. Keller, "uncertainty representations, H_∞ , μ synthesis, LMI," p. 51, 2011.
- [73] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*. Courier Corporation, Apr. 2013, google-Books-ID: zrPDAGAAQBAJ.
- [74] "Lecture 12: Robust Stability and Robust Performance Analysis and Synthesis," p. 71.
- [75] D.-W. Gu, P. Petkov, and M. M. Konstantinov, *Robust control design with MATLAB®*. Springer Science & Business Media, 2005.



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA

Diciembre, 2020