



**UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



**SIMULACIÓN Y ELECCIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA UN
RECTIFICADOR AFE CON FILTRO LCL**

POR

Rodrigo Fernando Muñoz Olivares

Memoria de Título presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Concepción para
optar al título profesional de Ingeniero Civil Electrónico

Profesor Guía

Dr. José Rubén Espinoza Castro

Comisión Evaluadora

Dr. Lautaro David Salazar Silva

Dr. Leonardo Manuel Palma Fanjul

julio de 2025
Concepción (Chile)

©2025 Rodrigo Fernando Muñoz Olivares

©2025 Rodrigo Fernando Muñoz Olivares

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento.

Agradecimientos

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento a todos los integrantes de mi familia, especialmente a mis padres Paula y Roberto, quienes respetaron mi decisión de estudiar en una ciudad diferente de Santiago. Aprecio profundamente los recursos económicos y académicos que me brindaron, así como su ayuda en momentos clave de mi carrera. A mi hermana Fernanda, gracias por tu paciencia y apoyo en las asignaturas que me resultaron más complicadas. Tu ayuda fue invaluable y me motivó a seguir adelante.

Mi gratitud también va para mi tío Leonardo Muñoz Bustos, quien me recibió en su casa cada fin de semana para almorzar y me recogía en el terminal de buses al regresar a Concepción. Su apoyo durante mi práctica profesional fue fundamental. También doy gracias a mis tías y a mi prima por recibirme tan cálidamente cada fin de semana a almorzar con ellas. Asimismo, agradezco a mis difuntos abuelos paternos, que me ofrecieron un ambiente tranquilo durante mi primer año académico. A mi familia materna, gracias por su constante preocupación y por celebrar cada uno de mis logros. Su apoyo emocional ha sido un gran aliento en mi camino.

No puedo dejar de mencionar al profesor Dr. José Espinoza Castro, quien con sus clases me mostró mi interés por la electrónica de potencia y el control de procesos. Agradezco el espacio de trabajo y los recursos que me proporcionó para desarrollar este informe. Se agradece el apoyo de los proyectos ANID / FONDAP / 1523A0006 y RP22I40002.

A todos mis compañeros de carrera desde 2018 hasta 2024, gracias por su apoyo y camaradería. Cada ayuda y cada momento compartido han sido esenciales para sobrellevar la carga académica. A los miembros del LCDA, agradezco las pistas y el apoyo en mis investigaciones, así como las charlas y seminarios que me ayudaron a entender más la especialidad que elegí.

Finalmente, un agradecimiento especial a Samuel Rebolledo, mi compañero y amigo desde la generación 2018. Tu apoyo en momentos difíciles, tus sugerencias para mejorar y tu paciencia para enseñarme a manejar distintas herramientas de trabajo fueron invaluableles. Aprecio nuestras conversaciones triviales, desde series hasta memes, que nos ayudaron a disfrutar de esta etapa universitaria.

Resumen

La memoria consiste en el estudio, análisis, diseño y simulación de un circuito rectificador de frente activo final (Active Front End Rectifier), el cual está conectado a un filtro pasa-bajo de tercer orden LCL en el lado de alterna. Esta topología es muy usada en aplicaciones industriales debido a su gran capacidad de filtrado y amortiguamiento de componentes armónicas y de rizado, así como también garantizar factor de potencia unitario, lo que supone una cantidad de potencia reactiva prácticamente despreciable en comparación a la potencia activa obtenida en el convertidor ac-dc, haciendo de esta topología una excelente opción en aplicaciones de baja, media y alta potencia. Durante este proceso, se investigó diferentes bibliografías para entender su funcionamiento, así como también calcular los parámetros y puntos de operación y simular el sistema para corroborar que está en orden. Se perfeccionó el modelo dinámico del sistema y la simulación correcta del mismo en lazo abierto, para luego seguir en la etapa de estudio y aplicación de Estrategias de Control en Lazo Cerrado. A esta topología se le estudia a aplicación de dos estrategias de lazo cerrado de control, las cuales son: a) el Control PID con Desacoplador Estático, y b) Control Predictivo Basado en Modelos (MPC). Se estudiaron, simularon y comparó cuál estrategia de control puede llegar más rápido al estado estacionario y protegiendo mejor tanto a los componentes del circuito de potencia como al o a los operadores de este, concluyendo que la estrategia que ejecuta mejor el proceso de conversión de flujo de energía de alterna a continua en términos de mitigación de perturbaciones y variación del factor de potencia es la estrategia predictiva, dada su mayor capacidad de anticipar cambios en las referencias de corriente y voltaje ingresados al controlador.

Abstract

The report consists of the study, analysis, design and simulation of an Active Front End Rectifier circuit, which is connected to a third order LCL low-pass filter on the AC side. This topology is widely used in industrial applications due to its great capacity for filtering and damping harmonics and ripple components, as well as guaranteeing unity power factor, which means a practically negligible amount of reactive power compared to the active power obtained in the a.c-d.c converter, making this topology an excellent option in low, medium and high power applications. During this process, different bibliographies were researched to understand its operation, as well as to calculate the parameters and operating points and simulate the system to corroborate that it is in order. The dynamic model of the system and the correct simulation of the system in open loop was perfected, to then continue in the stage of study and application of Closed Loop Control Strategies. The application of two closed-loop control strategies is studied in this topology: a) PID Control with Static Decoupler, and b) Model Based Predictive Control (MPC). It was studied, simulated and compared which control strategy can reach the steady state faster and better protect both the components of the power circuit and the operator(s) of this, concluding that the strategy that best executes the process of power flow conversion from a.c to d.c in terms of mitigation of disturbances and variation of the power factor is the predictive strategy, given its greater ability to anticipate changes in the current and voltage references entered to the controller.

Tabla de Contenidos

LISTA DE FIGURAS	VIII
LISTA DE TABLAS	XI
NOMENCLATURA.....	XII
ABREVIACIONES.....	XIV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1 INTRODUCCIÓN GENERAL.....	1
1.2 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA	2
1.2.1 <i>Análisis y Modelación dinámica del Rectificador AFE</i>	2
1.2.2 <i>Diseño, respuesta en frecuencia y selección del filtro LCL</i>	4
1.2.3 <i>Simulación y Obtención de Puntos de Operación en Lazo Abierto</i>	6
1.2.4 <i>Estrategias de Control en Lazo Cerrado</i>	6
1.2.5 <i>Discusión</i>	10
1.3 HIPÓTESIS DE TRABAJO	11
1.4 OBJETIVOS.....	11
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	11
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	11
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES	12
1.6 METODOLOGÍA	13
CAPÍTULO 2: TOPOLOGÍA DE UN RECTIFICADOR ACTIVE FRONT END (AFE) CON FILTRO LCL	14
2.1 INTRODUCCIÓN	14
2.2 RECTIFICADOR ACTIVE FRONT END (AFE) CON FILTRO LCL	15
2.2.1 <i>Elementos del Circuito en el lado a.c.</i>	16
2.2.2 <i>Puente rectificador de transistores</i>	17
2.2.3 <i>Elementos del Circuito en el lado d.c.</i>	19
2.3 MODELOS DINÁMICOS.....	22
2.3.1 <i>Modelo dinámico en ejes abc</i>	22
2.3.2 <i>Modelo dinámico en ejes dq</i>	23
2.4 DISCUSIÓN.....	25
CAPÍTULO 3: DISEÑO DEL FILTRO LCL	27
3.1 INTRODUCCIÓN	27
3.2 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO LCL	28
3.2.1 <i>Análisis matemático y Función de Transferencia</i>	28
3.2.2 <i>Cálculo y definición de componentes</i>	29
3.2.3 <i>Diagrama de Bode</i>	32
3.3 DISCUSIÓN.....	33
CAPÍTULO 4: DETERMINACIÓN PUNTOS DE OPERACIÓN Y SIMULACIONES	34
4.1 INTRODUCCIÓN.....	34
4.2 PUNTOS DE OPERACIÓN	34
4.3 SIMULACIÓN EN LAZO ABIERTO	36
4.4 REGIONES DE OPERACIÓN DEL RECTIFICADOR AFE CON FILTRO LCL EN LAZO ABIERTO	42
4.4.1 <i>Región de Operación en función de P_s</i>	43
4.4.2 <i>Región de Operación en función de R_{dc}</i>	46
4.4.3 <i>Región de operación en función de $k = f(P_s, R_{dc})$</i>	48
4.5 DISCUSIÓN	50
CAPÍTULO 5: ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA LAZO CERRADO	51
5.1 INTRODUCCIÓN	51
5.2 CONTROL PID CON DESACOPLADOR ESTÁTICO.....	52

5.2.1 Sintonización de lazo de control PID con desacoplador estático	55
5.2.2 Simulación de lazo PID con desacoplador estático	55
5.3 CONTROL PREDICTIVO	61
5.3.1 Modelación del rectificador AFE en tiempo discreto	65
5.3.2 Función de Costo	68
5.3.3 Elaboración del Lazo Cerrado MPC en Simulink	70
5.3.4 Simulación y resultados	71
5.4 DISCUSIÓN	78
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES	80
6.1 SUMARIO	80
6.2 CONCLUSIONES	81
6.3 TRABAJOS FUTUROS	82
BIBLIOGRAFÍA.....	83
ANEXO A. TRANSFORMACIÓN EN EJES ABC-DQ0.....	87
A.1 TRANSFORMACIÓN.....	87
ANEXO B. TABLA DE ESR'S TÍPICAS DE CONDENSADORES	88
ANEXO C. CÓDIGO EN MATLAB RESPUESTA DEL FILTRO LCL.....	89
ANEXO D. ESQUEMA DE SIMULACIÓN EN PLECS	91
D.1 DIAGRAMA CIRCUITAL.....	91
D.2 PARÁMETROS SELECCIONADOS	91
ANEXO E. LINEALIZACIÓN DEL MODELO DE ECUACIONES DE ESTADO DEL RECTIFICADOR AFE.	92
ANEXO F. ALGORITMO DE CONTROL PREDICTIVO EN SIMULINK Y PLECS:	94

Lista de Figuras

Fig. 2.1 :Esquema General del Rectificador de Frente Activo Final (AFE)	15
Fig. 2.2: Esquema circuital del lado AC del rectificador AFE	16
Fig. 2.3: Puente trifásico de transistores IGBT usado en el rectificador AFE.	17
Fig. 2.4: Esquema general del lado dc del circuito rectificador AFE.	19
Fig. 3.1: Filtro Pasa Bajo LCL	28
Fig. 3.2: Comparación de respuesta en frecuencia del filtro LCL con y sin R_D por medio del Diagrama de Bode de Magnitud.	32
Fig. 4.1: Esquemático del Rectificador AFE en PLECS.	37
Fig. 4.2: Generador de PWM's para la conmutación del puente de IGBT's.	37
Fig. 4.3: Interior bloque subsistema generador de PWM para conmutación de puente de transistores.	37
Fig. 4.4: Corrientes de la fuente i_s^{abc} en estado estacionario para (a) P_s de 1 [kW], y (b) P_s de 3 [kW].	38
Fig. 4.5: Cambio en escalón de las corrientes i_s^d (burdeos) e i_s^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 671.335 [V] a 1164 [V], y manteniendo en cero a i_s^q	38
Fig. 4.6: Corrientes del segundo inductor del filtro LCL i_{Lf2}^{abc} (a), i_{Lf2}^d (burdeos) e i_{Lf2}^q (fucsia) (b), en estado estacionario con sus respectivos valores medios para P_s de 1 [kW].	39
Fig. 4.7: Cambio en escalón de las corrientes i_{Lf2}^d (burdeos) e i_{Lf2}^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 671.335 [V] a 1164 [V], y manteniendo en cero a i_s^q	39
Fig. 4.8: Cambio en escalón del Voltaje v_{dc} (azul) y corriente i_{Ldc} (rojo) obtenida en la carga del sistema.	40
Fig. 4.9: (a) Cambio en escalón de la Potencia activa P_s obtenida en el lado ac del circuito. (b) Cambio en escalón de la Potencia eléctrica P_{dc}	40
Fig. 4.10: (a) Eficiencia energética del circuito rectificador η con su respectivo valor medio. (b) Factor de Potencia del circuito rectificador fp	41
Fig. 4.11: Voltaje V_s^a y corriente i_s^a en fase para P_s de 1 [kW] (a) y P_s de 3 [kW] (b). Corriente está multiplicada por 25 para mejor visibilidad.	41
Fig. 4.12: Corriente i_s^q en función de la potencia activa P_s	43
Fig. 4.13: Voltaje v_o en función de la potencia activa P_s	44

Fig. 4.14: Entradas del sistema m_r^d y m_r^q en función de la potencia activa P_S	45
Fig. 4.15: Moduladora M en función de la potencia activa P_S	45
Fig. 4.16: Corriente i_s^q en función de la resistencia de carga R_{dc}	46
Fig. 4.17: Voltaje v_o en función de la resistencia de carga R_{dc}	47
Fig. 4.18: Entradas del sistema m_r^d y m_r^q en función de la resistencia de carga R_{dc} (a). Moduladora M en función de la resistencia de carga R_{dc} (b).	47
Fig. 4.19: (a) Corriente i_s^q en función de $k = f(P_S, R_{dc})$. (b) Voltaje v_o en función de $k = f(P_S, R_{dc})$	48
Fig. 4.20: (a) Entrada del sistema m_r^d en función de $k = f(P_S, R_{dc})$. (b) Entrada del sistema m_r^q en función de $k = f(P_S, R_{dc})$	49
Fig. 4.21: Moduladora M en función de $k = f(P_S, R_{dc})$	49
Fig. 5.1: Esquema del lazo cerrado PID con Desacoplador estático aplicado al rectificador AFE. ..	52
Fig. 5.2: Corrientes de la fuente \mathbf{i}_s^{abc} en estado estacionario para (a) P_S de 1 [kW]; (b) P_S de 3 [kW].	56
Fig. 5.3: Cambio en escalón de las corrientes i_s^d (burdeos) e i_s^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_s^q	56
Fig. 5.4: Corrientes a la salida del filtro \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} en estado estacionario para (a) P_S de 1 [kW]; (b) P_S de 3 [kW].	57
Fig. 5.5: Cambio en escalón de las corrientes i_{Lf2}^d (burdeos) e i_{Lf2}^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_s^q	57
Fig. 5.6: Voltaje $v_{dc} = v_o - v_o'$ y corriente en la carga i_{Ldc} al aplicar un cambio en escalón en el voltaje v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_s^q	58
Fig. 5.7: Cambio en escalón percibidos por las moduladoras m_r^d y m_r^q	58
Fig. 5.8: Cambios en el instante $t = 15$ [s] (a) en v_o ; (b) y en i_s^q cuando v_{oREF} pasa de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_{sREF}^q	59
Fig. 5.9: (a) P_S en el lado de alterna del convertidor; (b) P_{dc} en la carga del convertidor.	59
Fig. 5.10: (a) Eficiencia energética η ; (b) Factor de potencia fp del convertidor.....	59
Fig. 5.11: Espectro de corrientes \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} para a) P_S de 1 [kW], y (b) P_S de 3 [kW].	60
Fig. 5.12: Estructura Básica del MPC [16].	62
Fig. 5.13: Diagrama de flujo del FSC-MPC aplicado para el Rectificador AFE.....	66

Fig. 5.14: Diagrama de Bloques del FSC-MPC para el rectificador AFE.	67
Fig. 5.15: Diagrama de Bloques del FSC-MPC en Simulink.....	70
Fig. 5.16: Subsistema generador de señales \mathbf{i}_{Lf2}^{dq*}	70
Fig. 5.17: Corrientes de la fuente \mathbf{i}_s^{abc} en estado estacionario para (a) P_S de 1 [kW]; (b) P_S de 3 [kW].	71
Fig. 5.18: Cambio en escalón de las corrientes \mathbf{i}_s^{dq} al aplicar un cambio en v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V] el FSC-MPC, y manteniendo en cero a i_s^q	72
Fig. 5.19: Corrientes a la salida del filtro \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} en estado estacionario para (a) P_S de 1 [kW]; (b) P_S de 3 [kW].	72
Fig. 5.20: Cambio en escalón de las corrientes \mathbf{i}_{Lf2}^{dq} al aplicar un cambio en v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V] en el FSC-MPC, y manteniendo en cero a i_{Lf2}^q	73
Fig. 5.21: Cambio en escalón percibido en voltaje de continua v_{dc} y en la corriente de carga i_{Ldc}	73
Fig. 5.22: Cambio en escalón del voltaje v_o con respecto a su señal de referencia v_o^*	74
Fig. 5.23: Señal de referencia i_{Lf2}^{q*} y corriente reactiva a la salida del filtro i_{Lf2}^q	74
Fig. 5.24: a) Potencia activa P_S en el lado a.c del sistema, y b) Potencia eléctrica P_{dc} en el lado de continua.	74
Fig. 5.25: a) Eficiencia energética del rectificador η , y b) Factor de potencia fp del sistema.....	75
Fig. 5.26: Voltaje V_s^a y corriente i_s^a en fase para P_S de 1 [kW] (a) y P_S de 3 [kW] (b), simulando con FSC-MPC. Corriente está multiplicada por 25 para mejor visibilidad.	76
Fig. 5.27: Espectro de corrientes \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} en un rango de entre 0 y 22 [kHz] usando controlador FSC-MPC para a) P_S de 1 [kW], y (b) P_S de 3 [kW].	78
Fig. B.1: Tabla de valores típicos de ESR's de condensadores electrolíticos en [Ω].	88
Fig. D.1: Esquema del Rectificador Active Front End con modulación SPWM en lazo abierto.	91
Fig. D.2: Parámetros de los componentes del sistema e índices de modulación usados.	91

Lista de Tablas

Tabla 3.1: Parámetros de entrada de diseño del filtro LCL.....	30
Tabla 3.2: Componentes del filtro LCL obtenidos con los cálculos.....	31
Tabla 4.1: Parámetros del Rectificador AFE propuestos.....	34
Tabla 4.2: Puntos de Operación del Rectificador AFE para una Potencia Activa de 1 [kW], 220 [V _{RMS}] y factor de potencia unitario.....	35
Tabla 4.3: Puntos de Operación del Rectificador AFE para una Potencia Activa de 3 [kW], 220 [V _{RMS}] y factor de potencia unitario.....	36
Tabla 5.1: Ganancias resultantes para el controlador PID.....	55
Tabla 5.2: Parámetros del rectificador AFE y del Controlador Predictivo.....	72

Nomenclatura

Matrices

A	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot n$.
B	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$.
C	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot n$.
D	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot p$.
E	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot m$.
F	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot m$.
$\mathbf{T}_{abc-dq0}$: matriz de transformación de ejes abc a $dq0$, dimensión $3 \cdot 3$.
$\mathbf{T}_{dq0-abc}$: matriz de transformación de ejes $dq0$ a abc , dimensión $3 \cdot 3$.

Vectores

x	: vector de n variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
u	: vector de p variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
y	: vector de q variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
p	: vector de m perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
x*	: vector de n variables de estados, $\mathbf{x}^* = [x_1^* \ x_2^* \ \dots \ x_n^*]^T$ (referencias de x)
y*	: vector de q variables de estados, $\mathbf{y}^* = [y_1^* \ y_2^* \ \dots \ y_n^*]^T$ (referencias de y)
\mathbf{X}^{abc}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$ (ejes estacionarios abc).
\mathbf{X}^{dq}	: vector de dos variables de estados, $\mathbf{x}^{dq} = [x^d \ x^q]^T$ (ejes rotatorios dq).
x_o	: vector de estados en el punto de operación, $\mathbf{x}_o = [x_{1o} \ x_{2o} \ \dots \ x_{no}]^T$
u_o	: vector de entradas en el punto de operación, $\mathbf{u}_o = [u_{1o} \ u_{2o} \ \dots \ u_{po}]^T$
y_o	: vector de salidas en el punto de operación, $\mathbf{y}_o = [y_{1o} \ y_{2o} \ \dots \ y_{qo}]^T$

Escalares

x_k	: k -ésima variable de estado.
$\frac{d}{dt} x_k = \dot{x}_k$: derivada de la k -ésima variable de estado.
$L(s)$: función de transferencia en L.D.
$f(t)$: función en el tiempo continuo.
$F(k)$: función en el tiempo discreto (también escrita $f(kT_s)$, con T_s el tiempo de muestreo).
$F(s)$: función en el plano de Laplace.
C_f	: Capacitancia del condensador del filtro LCL
ESR_{C_f}	: Resistencia en serie equivalente de C_f .
R_{C_f}	: Resistencia parásita del condensador del filtro.
L_s	: Inductancia conectada a la fuente.
R_s	: Resistencia conectada en serie con la inductancia de la fuente.
L_{f1}	: Inductancia 1 del filtro LCL.

R_{f1}	: Resistencia parásita del inductor 1.
L_{f2}	: Inductancia 2 de filtro LCL.
R_{f2}	: Resistencia parásita del inductor 2.
R_D	: Resistencia de amortiguamiento del condensador del filtro.
C_{dc}	: Capacitancia del condensador en el lado DC.
esr_0	: Resistencia serie equivalente del condensador C_{dc} .
f_s	: Frecuencia de la red de suministro en [Hz].
f_{res}	: Frecuencia de resonancia del filtro en [Hz].
f_{sw}	: Frecuencia de conmutación del puente de IGBT's en [Hz].
Z_b	: Impedancia base del filtro.
C_b	: Capacitancia base del filtro.
Δf_p	: Variación del factor de potencia, la cual no debe superar el 5%.
I_{max}	: Corriente máxima que pasa por el filtro LCL.
P_S	: Potencia Activa del circuito.
V_{fase}	: Voltaje de fase de la red en ac.
L_b	: Inductancia base del filtro LCL.
L_T	: Inductancia total del filtro.
ka	: atenuación de corriente deseada.

Entradas, Salidas, Variables de Estado y Perturbaciones

\mathbf{s}_r^{abc}	: Estados de los switches del rectificador en cada pierna de fase a, b y c:
v_{cf}	: Voltaje en el condensador del filtro LCL.
i_s	: Corriente entregada por la fuente de voltaje.
v_s	: Voltaje de la fuente.
i_{Lf2}	: Corrientes en el segundo inductor del filtro LCL.
v_{dc}	: Voltaje de salida del rectificador.
v_0	: Voltaje en continua sobre el condensador en d.c.
v_0'	: Voltaje percibido por la esr_0 del condensador en d.c.
i_{Ldc}	: Corriente d.c percibida por la carga.

Abreviaciones

Mayúsculas

L.A.	: lazo abierto.
L.C.	: lazo cerrado.
F. de T.	: función de transferencia.
M. de T.	: matriz de transferencia.
E.S.	: entrada/salida.
S.S.	: estado estacionario.
MIMO	: sistema de varias entradas y varias salidas (multiple inputs multiple outputs).
PID	: Controlador Proporcional-Integral-Derivativo.
T.L.	: Transformada de Laplace.
D. de B.	: Diagrama de Bode.
A FE	: Frente Activo Final (Active Front End).
THD	: Total Harmonic Distortion (Distorsión Armónica Total)
RMS	: Root Mean Square.
LCL	: Filtro Inductor-Condensador-Inductor.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
PWM	: Pulse Width Modulation
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation.
SVPWM	: Space Vector Pulse With Modulation.
MPC	: Model Predictive Control (Control Predictivo Basado en Modelos).

Minúsculas

d.c.	: Corriente continua (en inglés es d.c.).
a.c.	: Corriente alterna (en inglés es a.c.).
<i>abc</i>	: Ejes estacionarios.
<i>dq</i>	: Ejes Sincrónicos.
<i>fp</i>	: Factor de Potencia

Capítulo 1: Introducción

1.1 Introducción General

En el contexto actual de los sistemas de potencia, la conversión eficiente de energía eléctrica con altos estándares de calidad se ha vuelto fundamental. La creciente demanda de sistemas que aseguren baja distorsión armónica y un factor de potencia unitario ha impulsado el desarrollo de soluciones avanzadas en electrónica de potencia. Los rectificadores trifásicos, elementos clave en la conversión a.c-d.c, presentan limitaciones en sus configuraciones convencionales, las cuales se manifiestan en la generación de armónicos y un factor de potencia deficiente. Estas limitaciones generan considerables pérdidas energéticas y afectan negativamente la calidad de la red eléctrica, lo que subraya la necesidad de mejorar las tecnologías existentes [1].

Los rectificadores de frente activo (AFE) acoplados a filtros LCL ofrecen una solución tecnológicamente avanzada para estos desafíos. Esta topología combina las ventajas de la conversión activa de potencia con las características superiores de filtrado que proporciona el filtro. Esto permite una efectiva atenuación del rizado de corriente, la supresión de componentes armónicos y la compensación reactiva [2]. Como resultado, estos sistemas pueden lograr valores de factor de potencia cercanos a la unidad, cumpliendo así con los estándares internacionales de calidad de potencia y contribuyendo a la sostenibilidad del sistema eléctrico [17].

Para lograr un desempeño óptimo de los rectificadores AFE-LCL, es crucial implementar estrategias de control avanzadas. El control PID con desacoplador estático ha mostrado ser una solución eficaz y sencilla de implementar, especialmente efectiva en condiciones de operación en estado estacionario [10]. Sin embargo, técnicas más sofisticadas como el Control Predictivo Basado en Modelos (MPC) ofrecen ventajas significativas en el manejo de transitorios y perturbaciones, gracias a su capacidad para anticipar el comportamiento del sistema y gestionar explícitamente las restricciones operativas [16]. Este trabajo tiene como objetivo estudiar integralmente un rectificador AFE acoplado a filtro LCL, abarcando su análisis teórico, diseño metodológico y simulación computacional. La investigación contempla una evaluación comparativa de dos estrategias de control, el enfoque PID y el enfoque MPC, analizando su desempeño con la distorsión armónica y la corrección

del factor de potencia, en el marco de la actual transición energética, donde la integración de fuentes renovables intermitentes exige convertidores de potencia que combinen alta eficiencia, excelente calidad de señal y capacidad de adaptación a condiciones variables de operación.

1.2 Revisión Bibliográfica

La solución al problema del contenido armónico generado en los convertidores a.c-d.c de potencia no se puede solucionar de manera correcta si no se realiza una investigación previa de los temas, ecuaciones, fenómenos y modelos que se abordan para su comprensión. En este capítulo, se detalla la revisión bibliográfica realizada para estudiar y comprender cómo es que debe diseñarse un rectificador AFE con filtro LCL para cumplir con la compensación de potencia reactiva y la eliminación de armónicos y de rizado en las corrientes a.c, de manera que no distorsione la salida en d.c del sistema.

De igual manera, es fundamental llevar a cabo una investigación y un estudio preliminar para aplicar y seleccionar las estrategias de control en L.C que ofrezcan la óptima atenuación de armónicos y una respuesta transitoria más ágil. Se han indagado en diferentes fuentes y trabajos previos acerca del control PID, desacopladores estáticos, Control Predictivo basado en Modelos y guías de uso para las herramientas de trabajo usadas como Matlab o PLECS. Esto permitirá alcanzar el S.S en el menor tiempo posible, contribuyendo así a la mejora de la eficiencia energética de la topología.

La revisión bibliográfica presenta primordialmente los siguientes temas: 1) Análisis y modelación dinámica del rectificador AFE en los ejes abc y dq0, 2) Diseño, respuesta en frecuencia y selección del filtro LCL, 3) Simulación y obtención de los Puntos de Operación en Lazo Abierto, y 4) Estrategias de Control en Lazo Cerrado.

1.2.1 Análisis y Modelación dinámica del Rectificador AFE

D. D. Campo Ossa, H. Vásquez Palacios y J. E. Quintero Calvache, “Análisis y simulación de un rectificador trifásico controlado Active Front End (AFE)”, *Rev. Ing. Univ. Medellin*, vol. 14, n.º 27, pp. 257–272, 2015, [1].

El artículo se centra en la modelación matemática y el control de un rectificador Active Front End (AFE) de baja potencia, resaltando su importancia para mejorar el factor de potencia y controlar armónicos en sistemas de potencia. Se detalla el proceso de modelado del rectificador AFE y se

presenta una ley de control orientado al voltaje (VOC) como solución eficiente para garantizar su estabilidad y rendimiento. Las simulaciones muestran que el enfoque de control adoptado proporciona respuestas rápidas ante perturbaciones.

L. Wei, Y. Patel and C. S. N. Murthy, "Active front end rectifier design trade-off between PWM and direct power control method," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 1015-1021, doi: 10.1109/ECCE.2014.6953510, [4].

Este artículo analiza las compensaciones de diseño en rectificadores AFE, centrándose en el filtro LCL y los interruptores de potencia. Compara los métodos de control DPC y DPWM, evaluando las pérdidas con y sin amortiguamiento pasivo. La selección del método PWM y el amortiguamiento influyen significativamente en las pérdidas de los componentes. El DPC reduce pérdidas en interruptores, pero puede aumentar pérdidas en el núcleo y el tamaño del filtro. El amortiguamiento pasivo disminuye las pérdidas del núcleo del inductor.

A. Banerji, A. Patil, S. Patil, A. Pakhare and R. T. Ugale, "Design, Analysis and Fast Tuning of Active Front End Rectifier Controller with Comparative Performance Evaluation," *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Jaipur, India, 2022, [8].

Este artículo se enfoca en el diseño y análisis de controladores para rectificadores AFE, buscando un factor de potencia unitario y regulación del voltaje d.c. Presenta un análisis simplificado para la sintonización de controladores PI con desacoplamiento feed-forward. El documento compara el rendimiento con control por histéresis y control con desacoplamiento usando SPWM y SVPWM. Los resultados muestran que el control con desacoplamiento feed-forward y SVPWM ofrece el mejor desempeño en THD. El objetivo es proporcionar una guía rápida para el diseño y ajuste de controladores AFE

J. MARTÍNEZ-LENDECH, J. GÓMEZ-AGIS, D. MARTÍNEZ-MARTÍNEZ y C. VARGAS-AYUSO, "Análisis de factor de potencia en variadores de velocidad conectados a un sistema eléctrico", *Rev. Ing. Electr.*, vol. 1, n.º 1, p. 7, junio de 2017, [17].

Este artículo analiza cómo la implementación de variadores de velocidad en sistemas eléctricos industriales impacta el factor de potencia y la calidad de la energía. Los autores explican que, si bien la electrónica de potencia facilita la automatización, también introduce problemas como armónicos y bajo factor de potencia, los cuales pueden dañar equipos y generar costos para las empresas. El texto propone que, en muchos casos, la instalación de filtros de armónicos es una solución más efectiva que la simple inyección de reactivos, mejorando la calidad de la energía y evitando penalizaciones económicas.

1.2.2 Diseño, respuesta en frecuencia y selección del filtro LCL.

M. Liserre, F. Blaabjerg y S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier”, *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol. 41, n.º 5, pp. 1281–1291, septiembre de 2005, [7].

El artículo presenta un diseño detallado y práctico de un rectificador activo basado en filtro LCL, abordando su modelado, control y diseño del filtro. Comienza discutiendo las ventajas del convertidor de fuente de voltaje (VSC) como rectificador activo y los desafíos asociados con las altas frecuencias de conmutación. Luego, describe el proceso de diseño del filtro LCL, destacando la importancia de seleccionar parámetros como la ondulación de corriente, la potencia reactiva absorbida y la frecuencia resonante. Se enfoca en limitaciones específicas del diseño del filtro, como el factor de potencia, la inductancia total y la frecuencia resonante. Además, se detalla el procedimiento de diseño del filtro paso a paso, desde la selección de la ondulación de corriente hasta la verificación de la atenuación bajo diversas condiciones de carga y frecuencias de conmutación. El artículo concluye enfatizando la importancia de un diseño adecuado del filtro LCL para garantizar una operación eficiente y estable del rectificador activo en aplicaciones industriales.

Y. Kim y H. Kim, “Optimal design of LCL filter in grid-connected inverters”, *IET Power Electron.*, vol. 12, n.º 7, pp. 1774–1782, junio de 2019, [2].

Este artículo trata sobre el diseño óptimo de filtros LCL para inversores conectados a la red. Los métodos convencionales son complejos y basados en prueba y error. Para solucionarlo, se propone un nuevo método con tres objetivos: minimizar la inductancia total, cumplir la normativa de red por admitancia, y reducir el estrés de corriente mediante la impedancia característica. El método se valida

con simulaciones y experimentos, demostrando una determinación única y eficiente de los componentes del filtro

A. Villa Manrique, “Estudio del Filtro LCL aplicado a Inversores Fotovoltaicos”, Proyecto Final de Carrera, Univ. Carlos III Madr., Leganés, 2011, [3].

Esta memoria de título trata sobre el diseño óptimo de filtros LCL para inversores conectados a la red, cruciales en sistemas de energías renovables y almacenamiento. El diseño de filtros LCL es más complejo que el de filtros L convencionales y los métodos tradicionales carecen de objetivos claros, recurriendo a prueba y error. Para superar esto, el estudio propone un método de diseño con tres objetivos principales: minimizar la inductancia total, asegurar el cumplimiento normativo mediante la admitancia del filtro, y reducir el estrés de corriente con la impedancia característica. El documento presenta una ecuación de diseño óptimo, validada por simulación y experimentación, que permite determinar los componentes del filtro de forma única y eficiente.

Biying Ren, Xiangdong Sun, Shaoliang An, Xiangui Cao and Qi Zhang, "Analysis and design of an LCL filter for the three-level grid-connected inverter," *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Harbin, China, 2012, [5].

Este documento técnico se centra en el análisis y diseño de un filtro LCL específicamente para un inversor trifásico de tres niveles conectado a la red eléctrica, un componente cada vez más utilizado en sistemas de generación de energía. El texto explora cómo este tipo de filtro, conocido por su superior rendimiento en la reducción de armónicos de corriente, presenta un problema de resonancia. Para solucionar esto, se investigan métodos de amortiguamiento pasivo y activo, destacando que el control activo, basado en la retroalimentación de la corriente del capacitor, mitiga las pérdidas de potencia asociadas al método pasivo. En última instancia, el artículo propone una metodología de diseño para el filtro LCL adaptada a las particularidades del inversor de tres niveles y valida esta propuesta mediante simulación y experimentación.

C. A. Becerra y J. C. Villamizar. “Diseño e implementación de filtro LCL para aplicaciones de micro/mini generación de energía”. *Repositorio Institucional de la Universidad Pontificia Bolivariana*. Accedido el 8 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible: <https://repository.upb.edu.co/handle/20.500.11912/7206>, [9].

Este artículo detalla el diseño e implementación de un filtro LCL para una micro central con generador de inducción y un inversor SVPWM. El filtro suprime los armónicos introducidos por la modulación para mejorar la calidad de la onda de tensión de salida y permitir la conexión a diversas cargas. El trabajo incluye el modelado, diseño, simulación y pruebas de un prototipo.

S. Sen, K. Yenduri and P. Sensarma, "Step-by-step design and control of LCL filter based three phase grid-connected inverter," *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Busan, Korea (South), 2014, pp. 503-508, doi: 10.1109/ICIT.2014.6894991, [24].

Este artículo académico presenta una metodología detallada para diseñar y controlar un filtro LCL utilizado en inversores trifásicos conectados a la red eléctrica. El objetivo principal es asegurar una alta calidad de la corriente inyectada a la red y, al mismo tiempo, minimizar el tamaño de los componentes magnéticos del filtro. Además, se propone un controlador de corriente que busca garantizar un factor de potencia unitario, utilizando la medición de corriente en el lado del inversor. La efectividad del diseño y el controlador se valida mediante simulaciones y resultados experimentales, demostrando un buen acuerdo entre ambos.

1.2.3 Simulación y Obtención de Puntos de Operación en Lazo Abierto.

Apuntes Convertidores Estáticos Multinivel del Prof. José Espinoza., agosto 2023, [11].

La obtención de los puntos de operación del circuito y su consecuente simulación son posibles de obtener debido a la conversión del modelo dinámico de la topología en ejes rotacionales dq , pues estos ejes transforman formas de onda sinusoidales en valores continuos perfectos para el cálculo de las variables de estado, de entrada y de salida en estado estacionario, pues transforman cantidades variables en el tiempo en constantes. Esto, sumado a la obtención de los componentes del filtro LCL expuesto en el capítulo 2 de este informe, permite la obtención final de la simulación del circuito, y sus respectivas correcciones para la obtención de tensión y corriente en d.c libre de armónicas.

1.2.4 Estrategias de Control en Lazo Cerrado.

D. Romero R, D. del Puerto-Flores y P. Zúñiga H, "DISEÑO DE UN CONTROLADOR LINEAL CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO PARA EL FLUJO DE POTENCIA

ACTIVA Y REACTIVA EN UN CONVERTIDOR DE RED CON FILTRO LCL”, e-Gnosis [Online], vol. 18, n.º 8, 2020, art. n.º 8, [18].

El presente artículo expone de manera exhaustiva los procedimientos a seguir para el diseño y modelado matemático de un controlador destinado a un convertidor estático con filtro LCL, específicamente aplicado a un inversor. No obstante, al aplicar los conocimientos adquiridos de la bibliografía existente, es factible realizar un diseño análogo para un rectificador de frente activo (AFE). En este contexto, se estudian, diseñan, implementan y revisan diversas estrategias de control en lazo cerrado que buscan mejorar o perfeccionar los resultados obtenidos por el sistema en lazo abierto. La implementación de estrategias de control adecuadas permite lograr una atenuación efectiva de armónicos, mejorar la dinámica de respuesta y asegurar una estabilidad en la regulación de voltaje y corriente. Esto no solo maximiza la eficiencia energética de los convertidores, sino que también optimiza su rendimiento en aplicaciones críticas, contribuyendo, a su vez, a la fiabilidad y sostenibilidad de la infraestructura eléctrica. Además, un entendimiento profundo de estas estrategias capacita a los ingenieros para enfrentar retos específicos en el diseño y operación de sistemas de conversión de energía, promoviendo así el avance tecnológico en el campo de la ingeniería eléctrica.

M. Bierhoff, J. R. Espinoza C., M. I. Gonzalez V. and R. Soliman, "Demystification of Active Damping Design for Three Phase LCL Filters," *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Melbourne, VIC, Australia, 2019, pp. 1411-1416, doi: 10.1109/ICIT.2019.8754967, [19].

Este documento técnico profundiza en el diseño de amortiguamiento activo para filtros LCL trifásicos, los cuales son componentes esenciales en sistemas de conversión de energía. El texto aborda la complejidad inherente de estos filtros que pueden generar resonancias no deseadas, y explora cómo el amortiguamiento activo se presenta como una solución para mitigar estas inestabilidades sin incurrir en las pérdidas de potencia asociadas con métodos de amortiguamiento pasivo. A través de modelado matemático y diagramas de bloques, el documento busca demistificar el proceso de diseño, ofreciendo una comprensión más accesible de las técnicas necesarias para implementar un amortiguamiento activo eficaz.

E. F. Camacho y C. Bordons, “CONTROL PREDICTIVO: PASADO, PRESENTE Y FUTURO”, *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Ind.*, vol. 1, n.º 3, p. 24, octubre de 2004, [16].

Este documento técnico presenta el Control Predictivo Basado en Modelo (MPC) como un método general de control que utiliza un modelo explícito para predecir el futuro del sistema. El MPC minimiza una función objetivo considerando restricciones y referencias futuras en un horizonte de control finito y deslizante. Se exploran formulaciones basadas en diferentes modelos (transferencia, convolución, espacio de estados) y se discuten la gestión de restricciones y el control robusto ante incertidumbres. El texto también aborda el MPC para sistemas híbridos, métodos de implementación rápida (leyes afines a trozos) y los desafíos en estabilidad y temas abiertos de investigación, destacando su relevancia industrial y académica.

P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz y M. Kazmierkowski, “Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n.º 5, pp. 2516–2523, septiembre de 2008, [6].

Este documento presenta y evalúa una nueva estrategia de control predictivo para rectificadores AFE que controla directamente la potencia activa y reactiva. El método predice el futuro del sistema para elegir la conmutación óptima mediante una función de costo para lograr corrientes sinusoidales y factor de potencia unitario. Simulaciones y experimentos demuestran su efectividad y respuesta dinámica rápida, sin requerir controladores de corriente internos, transformaciones ni moduladores PWM

Q. Cao, J. Zhang, H. Chang and G. Tian, "Model Predictive Control of Three-Phase Rectifier for Electric Vehicle Charging," *2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Jinan, China, 2021, pp. 915-920, doi: 10.1109/PRECEDE51386.2021.9680992. [27]

Este artículo investiga el uso del Control Predictivo de Modelo (MPC) para regular un rectificador trifásico en aplicaciones de carga de vehículos eléctricos (EV). Se establece un modelo predictivo basado en los filtros de entrada del rectificador, permitiendo la regulación efectiva del

voltaje de salida y el control simultáneo de la corriente de entrada y el factor de potencia. Se compara el rendimiento del MPC con un controlador PI tradicional mediante simulaciones en MATLAB/Simulink, mostrando que el MPC mejora el sobreimpulso, la ondulación del voltaje, el factor de potencia y las pérdidas de conmutación. La investigación destaca la eficacia del MPC en la estabilización del voltaje de carga de EVs, sugiriendo su potencial para aplicaciones futuras en control de descarga (V2G).

I. Ben Ali, M. W. Naouar y E. Monmasson, "Design of an active front-end rectifier controller with an accurate estimation for the dynamic of its deadbeat current control loop", *SN Appl. Sci.*, vol. 2, n.º 6, mayo de 2020, [16].

Este artículo presenta una estrategia de control para un rectificador AFE monofásico. Utiliza un controlador PI para el voltaje del bus de d.c y un control predictivo "deadbeat" para la corriente de red. Se enfoca en asegurar una corriente sinusoidal de alta calidad y regular las fluctuaciones del voltaje de d.c. El diseño considera la dinámica de los lazos de control para evitar interacciones y se valida con simulaciones y experimentos.

Alhasheem, M.; Blaabjerg, F.; Davari, P. "Performance Assessment of Grid Forming Converters Using Different Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) Algorithms". *Appl. Sci.* 2019, 9, 3513. <https://doi.org/10.3390/app9173513>, [28].

Este artículo de investigación evalúa el desempeño de convertidores de formación de red utilizando diferentes algoritmos de control predictivo de conjunto finito (FCS-MPC). El estudio compara varias implementaciones de FCS-MPC, algunas con y otras sin una etapa de modulación, centrándose en la eficiencia del convertidor y la distorsión armónica total del voltaje (THD_v) al alimentar una carga lineal. A través de verificación experimental y simulaciones, el trabajo busca determinar qué algoritmos son más adecuados para aplicaciones de formación de red, considerando tanto la calidad de la energía como las pérdidas del sistema.

L. Wang, *Model Predictive Control system design and implementation using MATLAB®*. Springer Science & Business Media, 2009, [29].

El texto explora los fundamentos del MPC, comenzando con métodos discretos y progresando a técnicas de tiempo continuo, ilustrando los conceptos con implementaciones prácticas en MATLAB, lo que permite a los lectores construir sus propias librerías de rutinas MPC. Además, presenta aplicaciones industriales concretas, como el control de motores y extrusoras de alimentos, destacando tanto los aspectos de software como de hardware. El objetivo principal del libro es ofrecer un enfoque "práctico" que sea accesible tanto para ingenieros de control en la industria como para estudiantes de posgrado en disciplinas de procesos y control, proporcionando una ruta tutorial invaluable para comprender e implementar MPC en la práctica.

1.2.5 Discusión

El estado del arte permite identificar cuatro áreas clave que requieren un análisis detallado: la modelación dinámica del rectificador AFE, el diseño y análisis del filtro LCL, la simulación y obtención de puntos de operación en lazo abierto, y las estrategias de control en lazo cerrado. Se enfatizó que el diseño del filtro LCL es esencial para eliminar el contenido armónico generado por las conmutaciones del puente de IGBT's y para corregir el factor de potencia en estado estacionario. Además, se presentan enfoques ingenieriles para optimizar los componentes del filtro—como inductores, capacitores y resistencias de amortiguamiento—teniendo en cuenta las frecuencias de la red eléctrica y la conmutación del puente rectificador. También se exploran diversas estrategias de control, incluyendo el diseño de un controlador PID con amortiguamiento activo y controladores predictivos aplicados a rectificadores AFE sin filtros LCL.

Sin embargo, la revisión de la bibliografía no incluye el diseño de un controlador PID con desacoplador estático, el cual podría facilitar la eliminación de la necesidad de un filtro LCL con amortiguamiento activo. Asimismo, se encuentra la falta de estudios sobre un controlador FSC-MPC para un rectificador AFE con filtro LCL, donde las ecuaciones predictivas se describan en los ejes dq en lugar de los tradicionales ejes $\alpha\beta$. También se observa la ausencia de comparaciones detalladas del rendimiento entre un controlador PID simple y un controlador predictivo aplicado a convertidores de potencia.

En conclusión, la revisión bibliográfica proporciona una base sólida para comprender los rectificadores AFE con filtros LCL, facilitando la asimilación de conceptos teóricos y metodologías

relevantes. Esta investigación inicial subraya la importancia del análisis, diseño y simulación que se abordan en los capítulos siguientes. La información recopilada sirve como fundamento para la modelación del sistema, el diseño del filtro, la determinación de puntos de operación y la implementación de estrategias de control en lazo cerrado. El objetivo principal es comparar el rendimiento y la eficiencia de la topología estudiada bajo dos estrategias de control diferentes, lo que permite alcanzar los objetivos establecidos en esta memoria de título.

1.3 Hipótesis de Trabajo

Se postula que la implementación de un Rectificador AFE con filtro LCL, controlado mediante Control Predictivo (MPC), mejora significativamente el rendimiento del sistema de conversión de potencia. Se espera que el MPC supere al Control PID en respuesta dinámica y en manejo de transitorios de corriente reactiva y factor de potencia, lo que resultará en una mitigación más efectiva de pérdidas por armónicos, mayor eficiencia y un factor de potencia cercano a la unidad.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Realizar un análisis exhaustivo de la topología de un Rectificador AFE con filtro LCL, desarrollando un modelo matemático que describa su funcionamiento. A partir de este modelo, se lleva a cabo un estudio detallado para identificar y evaluar la estrategia de control en lazo cerrado que ofrezca los mejores resultados en términos de seguimiento del estado estacionario y la mitigación de variaciones en el factor de potencia, asegurando que este se mantenga en un valor unitario en todo momento.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Conocer y comprender el comportamiento de un Rectificador AFE y cómo se ha vuelto tan popular para entregar flujo de energía libre de armónicos y rizados.
- Proponer un modelo dinámico para la topología con 11 componentes almacenadores de energía.
- Llevar el modelo dinámico desde los ejes abc a los ejes $dq0$.

- Modelar la Función de Transferencia del filtro pasa bajo de tercer orden LCL, y calcular sus componentes de acuerdo con la potencia y voltaje entregados por la fuente y la tensión esperada en la carga.
- Evaluar respuesta en frecuencia del filtro usando Diagrama de Bode.
- Calcular puntos de operación del sistema, entre los cuales se encuentran los índices de modulación que se buscan usar en el puente de transistores.
- Simular y Evaluar comportamiento de la topología rectificadora, usando los parámetros y puntos de operación calculados.
- Estudiar e investigar estrategias de control en lazo cerrado para mejorar el proceso de rectificación del circuito.
- Aplicar un lazo de control del tipo P.I.D con desacoplador estático y dar registro de su rendimiento de control del circuito rectificador.
- Modelar, Diseñar y simular un lazo de Control Predictivo y comparar sus resultados con los del lazo de control P.I.D con desacoplador estático.

1.5 Alcances y Limitaciones

- Análisis dinámico se realiza por medio de ecuaciones matemáticas, sea en ejes abc como en dq para la componente fundamental.
- Se asumen que los switches del puente rectificador son ideales.
- Filtro LCL se diseña para obtener una adecuada respuesta en frecuencia de la red y, por lo tanto, una excelente eliminación de armónicas.
- El sistema se le aplicará modulación SPWM tanto en L.A como en L.C, de modo que se observarán las diferencias y mejoras que presenta el control del sistema frente a su operación en lazo abierto
- Las salidas de interés del sistema son la corriente reactiva de la red y el voltaje d.c de la carga de la topología.
- El análisis matemático y la simulación del sistema se limitarán exclusivamente a sistemas trifásicos con corrientes balanceadas.
- Estudio, Análisis y Simulación de Estrategias de Control en Lazo Cerrado se realizarán una vez bien definidas las ecuaciones y el modelo del sistema en L.A
- Se estudiarán y probarán dos estrategias de control en L.C.

- Rectificación con L.C sólo se ejecutará y se mostrará por medio de simulaciones.

1.6 Metodología

- Revisión bibliográfica dividida en 4 grandes tópicos: Análisis del comportamiento físico del rectificador AFE, diseño y selección del LCL, simulación del sistema en lazo abierto y estudio y selección de estrategias de control en lazo cerrado
- Modelación matemática del sistema en sus lados a.c y d.c, en donde al primero se le estudia en su forma monofásica y se generaliza para la topología trifásica, encontrando sus modelos dinámicos en los ejes *abc*.
- Conversión en ejes *dq* del modelo dinámico obtenido.
- Modelación matemática de la F.de.T del filtro LCL, cálculo y selección de sus componentes de acuerdo con la revisión bibliográfica realizada y vista gráfica de su respuesta en frecuencia en Matlab.
- Estudio y obtención en Matlab de los puntos de operación del sistema para determinados valores de los componentes inductivos, capacitivos y resistivos del sistema.
- Obtención de regiones de operación del sistema se obtienen con Matlab.
- Simulación en PLECS del Rectificador AFE con modulación PWM en Lazo Abierto.
- Linealización del sistema se realizará en Matlab, de modo que así se obtenga un modelo matricial representativo de las ecuaciones de estado del sistema en lazo abierto.
- Cálculo de los valores del desacoplador estático a partir de la linealización del sistema.
- Diseño y sintonización de controlador PID en PLECS.
- Por medio de informes, artículos y apuntes se estudiará y modelará un lazo de control predictivo, apoyándose de los softwares de trabajo antes mencionados.
- Usando el blockset de PLECS dentro de Simulink se simulará el modelo de control predictivo y se compararán sus resultados con el lazo cerrado de control PID.

Capítulo 2: Topología de un Rectificador Active Front End (AFE) con filtro LCL

2.1 Introducción

El Rectificador Trifásico Fuente de Voltaje de Frente Activo Final (AFE) se caracteriza por un diseño y estructura que presentan ventajas significativas. Entre las más importantes, destaca la capacidad de flujo de potencia regenerativa, la cual permite que la energía eléctrica fluya en ambas direcciones, desde el lado de AC hacia el lado de CC y viceversa, convirtiéndolo en un sistema bidireccional o “back to back”. Adicionalmente, este rectificador se distingue por su bajo contenido armónico en las corrientes de entrada, lo que garantiza que su Distorsión Armónica Total (THD) cumpla ampliamente con los estrictos requisitos de la norma IEEE 519. En cuanto a su funcionalidad, el AFE actúa como un “elevador de tensión”, ajustando automáticamente el voltaje del bus de DC. Esta característica lo convierte en una solución ideal para alimentar cargas que demandan corriente continua, como inversores, motores eléctricos o cualquier otro dispositivo que opere con este tipo de corriente. Por otro lado, cabe destacar que el AFE compensa en gran medida la potencia reactiva generada durante la operación del circuito, corrigiendo el factor de potencia y acercándolo a valores prácticamente unitarios.

Estas características suponen una evolución con respecto al Rectificador Fuente de Voltaje Trifásico tradicional debido a las mejoras en cuanto al aprovechamiento de la potencia eléctrica circulante, unos tiempos y pérdidas energéticas en la conmutación menores debido al uso de transistores IGBT's o MOSFET's, los cuales son más rápidos, eficientes, silenciosos, resistentes y, en especial, versátiles comparados a un puente de diodos y/o de tiristores, además de que su conmutación puede ser controlable con técnicas avanzadas de control como la Modulación por Ancho de Pulso (PWM), el cual ayuda a mejorar aún más el factor de potencia y haciendo del proceso de rectificación del voltaje y de la corriente más preciso.

Además, esta topología rectificadora cuenta con un filtro LCL a la entrada del sistema rectificador, pues ayuda a suprimir el contenido armónico no deseado en el voltaje y corriente de entrada del sistema, es decir, el voltaje V_S y la corriente i_s , de modo que, a la salida del puente rectificador, el voltaje v_0 y la corriente i_{Ldc} puedan estabilizarse y tener valores con una variación

prácticamente despreciable. Con esto, el filtro reduce la THD tanto a la entrada como en la salida del sistema, mejorando la forma de onda de los voltajes y corriente, cumpliendo con las restricciones normadas y evitando pérdidas de energía significativas que supongan un suministro energético de baja calidad y un deterioro más rápido de los componentes del circuito.

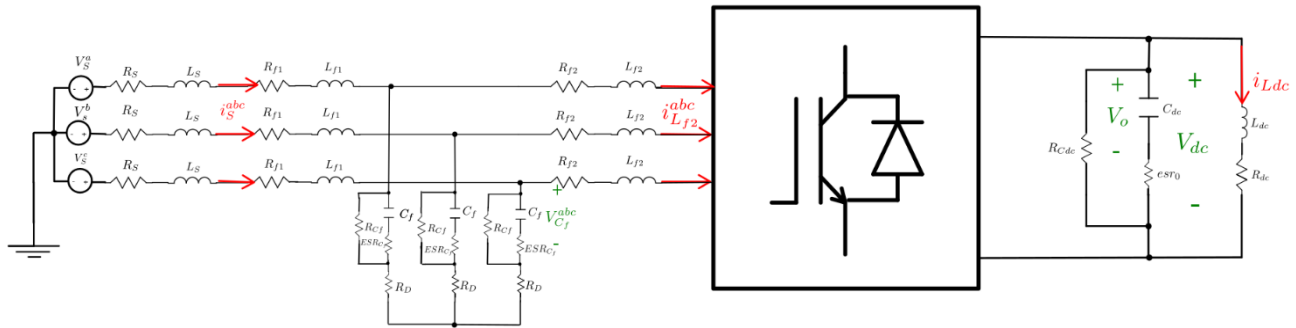


Fig. 2.1 :Esquema General del Rectificador de Frente Activo Final (AFE)

Fuente: Elaboración propia en Xournal++

2.2 Rectificador Active Front End (AFE) con Filtro LCL.

Tal y como se ha explicado en la introducción del capítulo, un Rectificador Trifásico de Frente Activo Final es una versión mejorada de los circuitos rectificadores trifásicos tradicionales dado que al puente rectificador, conformado por transistores IGBT o MOSFET, entran flujos de voltaje y corriente trifásicos más limpios en cuanto a contenido armónico se refiere, pues el filtro LCL cumple la función de ser un filtro pasivo pasa-bajo, dejando pasar únicamente la componente fundamental de los voltajes y corrientes entre líneas, la cual se ubica en una frecuencia de 50 [Hz] en las redes de suministro eléctrico en Chile, y amortiguando todas las armónicas de corriente y voltaje, evitando así el deterioro de los componentes de salida del sistema y de los transistores que hacen de conmutadores.

De este modo, la topología rectificadora mostrada en la fig. 2.1 se divide en tres principales partes, que se explicarán a continuación con mayor detalle. Estas son: a) Lado a.c, b) Puente rectificador de transistores, y c) Lado d.c.

2.2.1 Elementos del Circuito en el lado a.c.

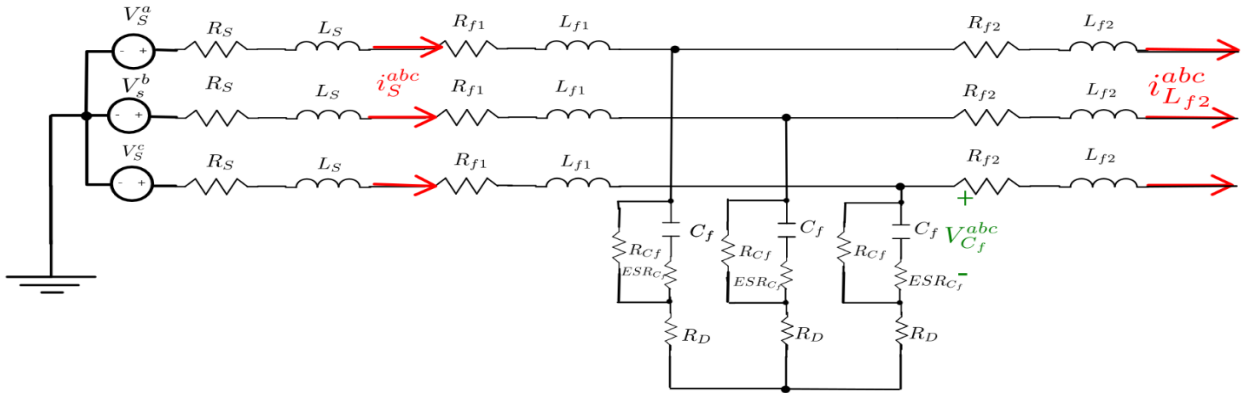


Fig. 2.2: Esquema circuital del lado AC del rectificador AFE

Fuente: Elaboración propia en Xournal++

El lado de a.c del rectificador consta de tres fases, lo que permite aprovechar mejor la potencia de una red trifásica, ya que las armónicas de voltajes y corrientes se cancelan al sumarse. Cada fase incluye un inductor asociado a la fuente de voltaje, el primer inductor del filtro LCL, un condensador en paralelo con este inductor, y un segundo inductor en serie con los inductores y en paralelo con el condensador. Todos los elementos almacenadores de energía presentan resistencias parásitas: las de los inductores están en serie y las de los condensadores en paralelo, y a su vez poseen una resistencia en serie equivalente propia de su elaboración. Además, hay una resistencia de amortiguamiento en serie con el condensador del filtro, que ayuda a mitigar el efecto de la frecuencia de resonancia del filtro. De esta manera, se puede hacer análisis de nudos y mallas de Kirchhoff y obtener las ecuaciones circuitales en una de las fases del lado a.c del sistema.

$$i_s(t) - C_f \cdot \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) - \frac{C_f \cdot ESR_{Cf}}{R_{Cf}} \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) - \frac{1}{R_{Cf}} v_{Cf}(t) - i_{L_{f2}}(t) = 0 \quad (2.1)$$

$$v_s(t) - (R_s + R_{f1}) \cdot i_s(t) - (L_s + L_{f1}) \cdot \frac{d}{dt} i_s(t) - v_{Cf}(t) + C_f \cdot ESR_{Cf} \cdot \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) - C_f \cdot R_D \cdot \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) - \frac{R_D}{R_{Cf}} \cdot v_{Cf}(t) - \frac{C_f \cdot ESR_{Cf} \cdot R_D}{R_{Cf}} \cdot \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) = 0 \quad (2.2)$$

$$C_f \cdot R_D \cdot \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) + \frac{R_D}{R_{Cf}} \cdot v_{Cf}(t) + \frac{C_f \cdot ESR_{Cf} \cdot R_D}{R_{Cf}} \cdot \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) + v_{Cf}(t) + C_f \cdot ESR_{Cf} \cdot \frac{d}{dt} v_{Cf}(t) - R_{f2} \cdot i_{L_{f2}}(t) - L_{f2} \cdot \frac{d}{dt} i_{L_{f2}}(t) - v_r(t) = 0 \quad (2.3)$$

El análisis se generaliza para todas las fases y se obtienen las ecuaciones circuitales del lado a.c del sistema en los ejes abc , obteniendo las siguientes expresiones:

$$\mathbf{i}_s^{\text{abc}}(t) - C_f \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) - \frac{C_f \cdot ESR_{C_f}}{R_{C_f}} \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) - \frac{1}{R_{C_f}} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) - \mathbf{i}_{L_{f2}}^{\text{abc}}(t) = 0 \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s^{\text{abc}}(t) - (R_s + R_{f1}) \cdot \mathbf{i}_s^{\text{abc}}(t) - (L_s + L_{f1}) \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{\text{abc}}(t) - \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) + C_f \cdot R_D \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) \\ - C_f \cdot R_D \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) - \frac{R_D}{R_{C_f}} \cdot \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) - \frac{C_f \cdot ESR_{C_f} \cdot R_D}{R_{C_f}} \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) = 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} C_f \cdot R_D \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) + \frac{R_D}{R_{C_f}} \cdot \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) + \frac{C_f \cdot ESR_{C_f} \cdot R_D}{R_{C_f}} \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) + \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) + C_f \cdot R_D \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_f}^{\text{abc}}(t) \\ - R_{f2} \cdot \mathbf{i}_{L_{f2}}^{\text{abc}}(t) - L_{f2} \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{f2}}^{\text{abc}}(t) + \mathbf{v}_r^{\text{abc}}(t) = 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Al ser una sección del circuito compuesta de 3 elementos almacenadores de energía por fase, considerando que la inductancia de la fuente de voltaje y la inductancia del lado izquierdo del filtro se suman por estar conectadas en serie, da pie a que se formulen 3 ecuaciones de estado por cada fase de la fuente de voltaje en ejes abc y 2 ecuaciones de estado por fase en ejes dq . De este modo, se tiene que en el lado ac del circuito rectificador hay 9 ecuaciones de estado en ejes abc y 6 en ejes dq .

2.2.2 Puente rectificador de transistores.

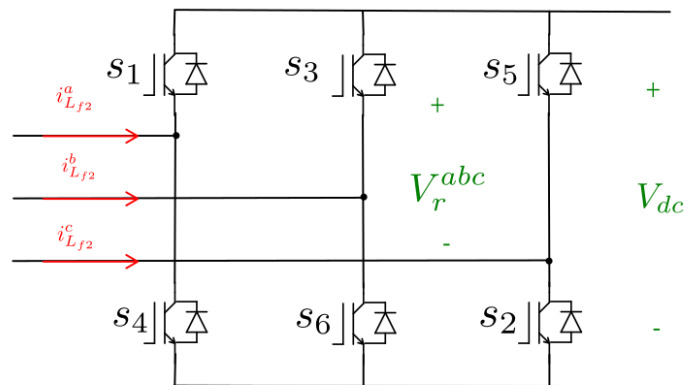


Fig. 2.3: Puente trifásico de transistores IGBT usado en el rectificador AFE.

Fuente: Elaboración propia en Xournal++

Para el AFE, el puente conmutador es el que juega el rol más importante durante la rectificación, pues es el encargado de transformar los voltajes y las corrientes alternas oscilantes en voltajes y corrientes que fluyen en un solo sentido, eligiendo de manera selectiva el sentido de la corriente y del voltaje que van a ir dirigidos a la carga del sistema. Para esta topología se eligieron transistores IGBT o MOSFET en lugar de un puente de diodos o de tiristores debido a su respuesta de conmutación más rápida y, por ende, producen pérdidas energéticas mucho menores, además que se pueden controlar mediante técnicas de modulación en conjunto con estrategias de control avanzadas para mejorar la salida del sistema.

La técnica de modulación más usada para la conmutación de los transistores es el PWM. A partir de esta técnica, eligiendo el índice de modulación adecuado obtenido del cálculo de los puntos de operación del rectificador para una potencia activa determinada deseada, se generan señales cuadradas o rectangulares que irán cambiando el tiempo de apertura y cierre de los switches dependiendo de cuál par de transistores estarán abiertos o cerrados para generar un flujo de energía continuo en la salida del sistema.

Para un modelo conmutado el sistema, el voltaje percibido por el puente de IGBT's se representa matemáticamente por:

$$\mathbf{v}_r^{\text{abc}}(t) = \mathbf{s}_r^{\text{abc}}(t) \cdot v_{dc}(t) \quad (2.7)$$

donde:

$\mathbf{s}_r^{\text{abc}}$: Estados de los switches del rectificador en cada pierna de fase a, b y c:

v_{dc} : Voltaje de salida del rectificador.

Estos estados de switcheo están definidos como:

$$\mathbf{s}_r^{\text{abc}}(t) = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_3(t) \\ s_5(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

A su vez, estos estados de switcheo toman los siguientes valores de acuerdo con su activación:

$$s_r^a(t) = \begin{cases} 1, & s_1 \text{ ON y } s_4 \text{ OFF} \\ 0, & s_1 \text{ OFF y } s_4 \text{ ON} \end{cases}$$

$$s_r^b(t) = \begin{cases} 1, & s_3 \text{ ON y } s_6 \text{ OFF} \\ 0, & s_3 \text{ OFF y } s_6 \text{ ON} \end{cases}$$

$$s_r^c(t) = \begin{cases} 1, & s_5 \text{ ON y } s_2 \text{ OFF} \\ 0, & s_5 \text{ OFF y } s_2 \text{ ON} \end{cases}$$

Estos estados de conmutación están sujetos a la frecuencia de switcheo del sistema f_{sw} , y dependiendo de la cantidad de frecuencia que se decida utilizar, esta generará una distorsión armónica en la corriente $\mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t)$, cuyo contenido armónico estaría alrededor de la frecuencia f_{sw} o en $2f_{sw}$, dependiendo si la técnica de modulación SPWM será bipolar o unipolar. Para efectos de este trabajo, se usará la técnica bipolar.

A medida que f_{sw} tienda al infinito, se obtendrá un valor promedio para los estados de switcheo en el tiempo, el cual puede ser representado como la moduladora m_r para cada fase, es decir $\mathbf{s}_r^{abc}(t) \approx \mathbf{m}_r^{abc}(t)$. Esta moduladora en el eje abc abarca valores entre 0 y 1, pues entre esos valores se mueven los switches de los IGBT's. De este modo, para un modelo promedio, se tiene que $\mathbf{v}_r^{abc}(t)$ es:

$$\mathbf{v}_r^{abc}(t) = \frac{1}{2} \mathbf{m}_r^{abc}(t) \cdot v_{dc}(t) \quad (2.9)$$

2.2.3 Elementos del Circuito en el lado d.c.

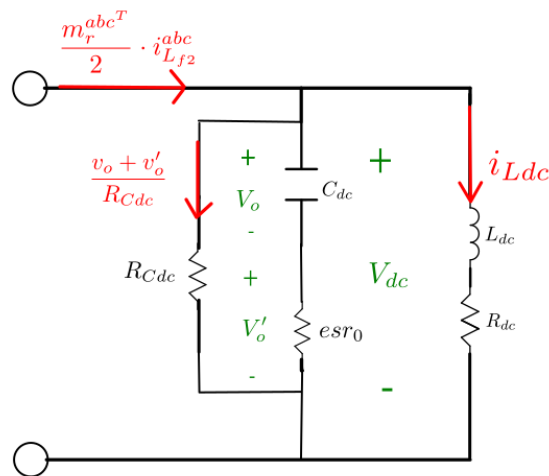


Fig. 2.4: Esquema general del lado dc del circuito rectificador AFE.

Fuente: Elaboración propia en Xournal++

Este lado del sistema es el menos difícil de analizar, pues únicamente cuenta con único filtro C_{dc} que ayuda a la amortiguación de la ondulación de la corriente y voltajes a la salida del puente de conmutación, y una carga de tipo RL en la que se medirá el voltaje y la corriente entregada por la fuente de voltaje una vez hecha el proceso de rectificación.

Con esto en cuenta, se aplican leyes de nodos y mallas de Kirchoff en este lado del circuito y se obtienen las siguientes ecuaciones circuitales:

$$-v_{dc}(t) + v_o(t) + v'_o(t) = 0 \quad (2.10)$$

$$v_o(t) + v'_o(t) = v_{dc}(t) \quad (2.11)$$

Reemplazando ecuación (2.9) en (2.11):

$$\frac{2}{\mathbf{m}_r^{abc}(t)} \cdot \mathbf{v}_r^{abc}(t) = v_o(t) + v'_o(t) \quad (2.12)$$

Por ley de Ohm se sabe que el voltaje v'_o se expresa de la siguiente manera:

$$v'_o(t) = C_{dc} \cdot esr_0 \cdot \frac{d}{dt} v_o(t) \quad (2.13)$$

Así, aislando $\mathbf{v}_r^{abc}(t)$ y reemplazando la ec. (2.13) en la ec. (2.12) se obtiene la siguiente expresión:

$$\mathbf{v}_r^{abc}(t) = \frac{\mathbf{m}_r^{abc}(t)}{2} \cdot \left(v_o(t) + C_{dc} \cdot esr_0 \cdot \frac{d}{dt} v_o(t) \right) \quad (2.14)$$

Aplicando ley de nodos, se obtiene la siguiente relación de corrientes en el lado d.c:

$$\frac{1}{2} \mathbf{m}_r^{abcT}(t) \cdot \mathbf{i}_{Lr2}^{abc}(t) - C_{dc} \cdot \frac{d}{dt} v_o(t) - \frac{v_o(t) + v'_o(t)}{R_{Cdc}} - i_{Ldc}(t) = 0 \quad (2.15)$$

Reemplazando ec. (2.13) en la ecuación (2.15), finalmente se tiene:

$$\frac{R_{Cdc}}{2} \mathbf{m}_r^{\text{abc}\top}(t) \cdot \mathbf{i}_{Lr2}^{\text{abc}}(t) = C_{dc} \cdot (R_{Cdc} + esr_0) \cdot \frac{d}{dt} v_o(t) - R_{Cdc} \cdot i_{Ldc}(t) \quad (2.16)$$

Aislado $\frac{d}{dt} v_o(t)$, se obtiene la ecuación de estado para la salida $v_o(t)$, y haciendo algunos arreglos algebraicos, se reemplaza en $\mathbf{v}_r^{\text{abc}}(t)$, obteniendo finalmente:

$$\mathbf{v}_r^{\text{abc}}(t) = \frac{\mathbf{m}_r^{\text{abc}}(t)}{2} \cdot \left(v_o(t) + \frac{R_{Cdc} \cdot esr_0}{R_{Cdc} + esr_0} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mathbf{m}_r^{\text{abc}\top}(t) \cdot \mathbf{i}_{Lr2}^{\text{abc}}(t) + \frac{1}{R_{Cdc}} \cdot v_o(t) - i_{Ldc}(t) \right) \right) \quad (2.17)$$

Aplicando Transformada de Park, $\mathbf{v}_r^{\text{abc}}(t)$ pasa a ser $\mathbf{v}_r^{\text{dq}}(t)$, que está definido matemáticamente de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_r^{\text{dq}}(t) = \frac{\mathbf{m}_r^{\text{dq}}(t)}{2} \cdot \left(v_o(t) + \frac{R_{Cdc} \cdot esr_0}{R_{Cdc} + esr_0} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mathbf{m}_r^{\text{dq}\top}(t) \cdot \mathbf{i}_{Lr2}^{\text{dq}}(t) + \frac{1}{R_{Cdc}} \cdot v_o(t) - i_{Ldc}(t) \right) \right) \quad (2.18)$$

Ahora, finalmente toca hacer un análisis de mallas de voltaje para la carga RL, compuesta por la resistencia R_{dc} y la inductancia L_{dc} . De este modo, se tiene el arreglo:

$$-v_o(t) - v'_o(t) + R_{dc} \cdot i_{Ldc}(t) + L_{dc} \cdot \frac{d}{dt} i_{Ldc}(t) = 0 \quad (2.19)$$

Reemplazando ecuación (4.13) en ecuación (4.19), se obtiene finalmente:

$$\begin{aligned} -v_o(t) - \frac{R_{Cdc} \cdot esr_0}{R_{Cdc} + esr_0} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mathbf{m}_r^{\text{abc}\top}(t) \cdot \mathbf{i}_{Lr2}^{\text{abc}}(t) + \frac{1}{R_{Cdc}} \cdot v_o(t) - i_{Ldc}(t) \right) \\ + R_{dc} \cdot i_{Ldc}(t) + L_{dc} \cdot \frac{d}{dt} i_{Ldc}(t) = 0 \end{aligned} \quad (2.20)$$

Aislado $\frac{d}{dt} i_{Ldc}(t)$, finalmente se obtiene la ecuación de estado para la corriente en la carga $i_{Ldc}(t)$

2.3 Modelos Dinámicos.

2.3.1 Modelo dinámico en ejes abc

Basándose en el esquema de la Fig. 2.1, para efectos de modelación dinámica del sistema, se escriben las ecuaciones del AFE en su versión de modelo promedio, el cual garantiza el comportamiento promedio de los componentes fundamentales para las señales a.c y d.c para un punto de operación a elección del operador o usuario. Estas ecuaciones se lograron mediante la aplicación de las leyes de Kirchhoff. Gracias a que anteriormente se obtuvieron las ecuaciones circuitales del sistema en cada sección del convertidor, basta con aislar la componente derivativa de estas ecuaciones y así obtener el modelo dinámico del rectificador AFE.

El modelo establece el comportamiento dinámico de los voltajes del condensador del LCL en cada fase (2.21), la corriente entregada por la fuente de voltaje (2.22), la cual también corresponde a la corriente que pasa por el primer inductor del filtro, dado que este está conectado en serie con la fuente de poder, la corriente que pasa por el segundo inductor (2.23), el voltaje d.c en la carga (2.24) y la corriente d.c a la salida del rectificador (2.25). A partir de mallas y nodos, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\frac{d\mathbf{v}_{C_f}^{abc}(t)}{dt} = \frac{R_{C_f}}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} \mathbf{i}_s^{abc}(t) - \frac{1}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} \mathbf{v}_{C_f}^{abc}(t) - \frac{R_{C_f}}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t) \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}(t)}{dt} = & \frac{1}{L_s + L_{f1}} \mathbf{v}_s^{abc}(t) - \frac{R_s + R_{f1}}{L_s + L_{f1}} \mathbf{i}_s^{abc}(t) - \frac{1}{L_s + L_{f1}} \mathbf{v}_{C_f}^{abc}(t) \\ & - \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{(L_s + L_{f1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} \mathbf{i}_s^{abc}(t) + \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{(L_s + L_{f1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t) \\ & + \frac{ESR_{C_f} \cdot R_D}{R_{C_f} \cdot (L_s + L_{f1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} \mathbf{v}_{C_f}^{abc}(t) \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t)}{dt} = & \frac{R_{Cf}}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + ESR_{Cf})} \mathbf{v}_{Cf}^{abc}(t) - \frac{R_{f2}}{L_{f2}} \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t) + \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_D + ESR_{Cf} \cdot R_D}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_D)} \mathbf{i}_S^{abc}(t) \\
& - \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_D + ESR_{Cf} \cdot R_D}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_D)} \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t) \\
& - \frac{1}{2 \cdot L_{f2}} \mathbf{m}_r^{abc}(t) \cdot \left(v_o(t) + \frac{esr_0 \cdot R_{Cdc}}{R_{Cdc} + esr_0} \left(\frac{1}{2} \mathbf{m}_r^{abc^T}(t) \cdot \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t) - i_{L_{dc}}(t) - \frac{1}{R_{Cdc}} v_o(t) \right) \right) \quad (2.23)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{dv_o(t)}{dt} = & \frac{R_{Cdc}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{Cdc} + esr_0)} \mathbf{m}_r^{abc^T}(t) \cdot \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t) - \frac{1}{(R_{Cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} v_o(t) \\
& - \frac{R_{Cdc}}{(R_{Cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} i_{L_{dc}}(t) \quad (2.24)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{di_{L_{dc}}(t)}{dt} = & \frac{1}{L_{dc}} v_o(t) - \frac{R_{dc}}{L_{dc}} i_{L_{dc}}(t) + \frac{R_{Cdc}}{2 \cdot L_{dc} \cdot (R_{Cdc} + esr_0)} \mathbf{m}_r^{abc^T}(t) \cdot \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc}(t) \\
& - \frac{esr_0 \cdot R_{Cdc}}{L_{dc} \cdot (R_{Cdc} + esr_0)} i_{L_{dc}}(t) - \frac{esr_0}{L_{dc} \cdot (R_{Cdc} + esr_0)} v_o(t) \quad (2.25)
\end{aligned}$$

De este modo, se han obtenido once ecuaciones de estado en total, agrupadas en cinco ecuaciones con vectores de estados, vectores de entrada y vectores de perturbaciones. El vector de estados corresponde a $\mathbf{x}^{abc} = [\mathbf{v}_{Cf}^{abc} \quad \mathbf{i}_S^{abc} \quad \mathbf{i}_{L_{f2}}^{abc} \quad v_o \quad i_{L_{dc}}]$, el vector de entradas del sistema corresponde a $\mathbf{u}^{abc} = [m_r^a \quad m_r^b \quad m_r^c]$, y el vector de perturbaciones es $\mathbf{V}_S^{abc} = [V_S^a \quad V_S^b \quad V_S^c]$.

Dado que analizar directamente los sistemas trifásicos supone una tarea tediosa y difícil, se dispone a transformar el sistema original con cantidades sinusoidales a cantidades continuas, implicando de esta manera la transformación del sistema a ejes sincrónicos dq.

2.3.2 Modelo dinámico en ejes dq.

El modelo del sistema se transforma en ejes sincrónicos mediante la Transformada de Park invariante en potencia descrita en el Anexo A. Dado que se considera el sistema balanceado y aterrizado, no se incluye el componente 0 en el análisis, resultando de esta forma en una disminución en la cantidad de variables de estado que posee el sistema. De esta manera, el sistema pasó de tener 11 ecuaciones de estado a 8, descritas de la siguiente manera:

$$\frac{dv_{C_f}^d(t)}{dt} = \frac{R_{C_f}}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} i_s^d(t) + \omega_s v_{C_f}^q(t) - \frac{1}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} v_{C_f}^d(t) - \frac{R_{C_f}}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} i_{L_{f_2}}^d(t) \quad (2.26)$$

$$\frac{dv_{C_f}^q(t)}{dt} = \frac{R_{C_f}}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} i_s^q(t) - \omega_s v_{C_f}^d(t) - \frac{1}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} v_{C_f}^q(t) - \frac{R_{C_f}}{(R_{C_f} + ESR_{C_f}) \cdot C_f} i_{L_{f_2}}^q(t) \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_s^d(t)}{dt} &= \frac{1}{L_s + L_{f_1}} v_s^d(t) + \omega_s i_s^q(t) - \frac{R_s + R_{f_1}}{L_s + L_{f_1}} i_s^d(t) - \frac{1}{L_s + L_{f_1}} v_{C_f}^d(t) \\ &- \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{(L_s + L_{f_1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_s^d(t) + \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{(L_s + L_{f_1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_{L_{f_2}}^d(t) \\ &+ \frac{ESR_{C_f} \cdot R_D}{R_{C_f} \cdot (L_s + L_{f_1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} v_{C_f}^d(t) \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_s^q(t)}{dt} &= \frac{1}{L_s + L_{f_1}} v_s^q(t) - \omega_s i_s^d(t) - \frac{R_s + R_{f_1}}{L_s + L_{f_1}} i_s^q(t) - \frac{1}{L_s + L_{f_1}} v_{C_f}^q(t) \\ &- \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{(L_s + L_{f_1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_s^q(t) + \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{(L_s + L_{f_1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_{L_{f_2}}^q(t) \\ &+ \frac{ESR_{C_f} \cdot R_D}{R_{C_f} \cdot (L_s + L_{f_1}) \cdot (R_{C_f} + R_D)} v_{C_f}^q(t) \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L_{f_2}}^d(t)}{dt} &= \frac{R_{C_f}}{L_{f_2} \cdot (R_{C_f} + ESR_{C_f})} v_{C_f}^d(t) + \omega_s i_{L_{f_2}}^q(t) - \frac{R_{f_2}}{L_{f_2}} i_{L_{f_2}}^d(t) \\ &+ \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{L_{f_2} \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_s^d(t) - \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{L_{f_2} \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_{L_{f_2}}^d(t) \\ &- \frac{1}{2 \cdot L_{f_2}} m_r^d(t) \cdot \left(v_0(t) + \frac{esr_0 \cdot R_{Cdc}}{R_{Cdc} + esr_0} \left(\frac{1}{2} \mathbf{m}_r^{\text{dqT}}(t) \cdot \mathbf{i}_{L_{f_2}}^{\text{dq}}(t) - i_{L_{ac}}(t) - \frac{1}{R_{Cdc}} v_0(t) \right) \right) \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L_{f_2}}^q(t)}{dt} &= \frac{R_{C_f}}{L_{f_2} \cdot (R_{C_f} + ESR_{C_f})} v_{C_f}^q(t) - \omega_s i_{L_{f_2}}^d(t) - \frac{R_{f_2}}{L_{f_2}} i_{L_{f_2}}^q(t) \\ &+ \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{L_{f_2} \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_s^q(t) - \frac{ESR_{C_f} \cdot R_{C_f} + R_{C_f} \cdot R_D + ESR_{C_f} \cdot R_D}{L_{f_2} \cdot (R_{C_f} + R_D)} i_{L_{f_2}}^q(t) \\ &- \frac{1}{2 \cdot L_{f_2}} m_r^q(t) \cdot \left(v_0(t) + \frac{esr_0 \cdot R_{Cdc}}{R_{Cdc} + esr_0} \left(\frac{1}{2} \mathbf{m}_r^{\text{dqT}}(t) \cdot \mathbf{i}_{L_{f_2}}^{\text{dq}}(t) - i_{L_{ac}}(t) - \frac{1}{R_{Cdc}} v_0(t) \right) \right) \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{R_{Cdc}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{Cdc} + esr_0)} \mathbf{m}_r^{dq^T}(t) \cdot \mathbf{i}_{Lf2}^{dq}(t) - \frac{1}{(R_{Cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} v_o(t) - \frac{R_{Cdc}}{(R_{Cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} i_{Ldc}(t) \quad (2.32)$$

$$\frac{di_{Ldc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} v_o(t) - \frac{R_{dc}}{L_{dc}} i_{Ldc}(t) + \frac{R_{Cdc}}{2 \cdot L_{dc} \cdot (R_{Cdc} + esr_0)} \mathbf{m}_r^{dq^T}(t) \cdot \mathbf{i}_{Lf2}^{dq}(t) - \frac{1}{(R_{Cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} v_o(t) - \frac{R_{Cdc}}{(R_{Cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} i_{Ldc}(t) \quad (2.33)$$

De este modo, se puede interpretar matemáticamente a esta topología como un sistema MIMO, donde el vector de estados corresponde a $\mathbf{x}^{dq} = [v_{Cf}^d \quad v_{Cf}^q \quad i_s^d \quad i_s^q \quad i_{Lf2}^d \quad i_{Lf2}^q \quad v_o \quad i_{Ldc}]$, el vector de entradas ahora es $\mathbf{u}^{dq} = [m_r^d \quad m_r^q]$, y el vector de perturbaciones es $\mathbf{V}_S^{dq} = [V_S^d \quad V_S^q]$.

Así, es posible armar un sistema de ecuaciones en el que se pueda obtener las moduladoras necesarias para llevar el voltaje y la corriente a los valores deseados. Sin embargo, esto aún no resuelve el problema de la selección de los parámetros invariantes en el tiempo, tales como pueden ser $C_f, R_{Cf}, ESR_{Cf}, L_s, R_s, L_{f1}, R_{f1}, L_{f2}, R_{f2}, R_D, C_{dc}, R_{Cdc}, esr_0, L_{dc}$ y R_{dc} . Es por ello por lo que en el siguiente capítulo se expone la obtención de estos valores al analizar la respuesta en frecuencia y calcular los componentes del filtro LCL junto a las resistencias parásitas de cada almacenador de energía.

De este modo, también mediante el ajuste de los parámetros del filtro en el lado ac del circuito como también de la resistencia de carga R_{dc} en la simulación en PLECS, se obtienen los parámetros ideales de tal forma que sea posible obtener la potencia deseada a la salida del sistema con un factor de potencia prácticamente unitario.

2.4 Discusión.

En este capítulo, se introduce en profundidad la función y utilidad del Rectificador AFE. Se demuestra que, en comparación con un rectificador trifásico tradicional, este ofrece ventajas significativas en términos de eficiencia y desempeño. Al ser una estructura back-to-back, presenta un bajo contenido armónico y un rizado mínimo en la señal de salida. Además, tiene la capacidad de manipular el factor de potencia de manera efectiva, permitiendo ajustarlo hasta alcanzar un valor prácticamente unitario. Estas características lo convierten en uno de los dispositivos convertidores de potencia a.c-d.c más avanzados y eficientes disponibles en la actualidad.

En el análisis, se presenta detalladamente la estructura del Rectificador de Frente Activo Final. Se identifican y explican los componentes clave del sistema, y se determina el número de ecuaciones de estado asociadas a este convertidor. Las ecuaciones están directamente relacionadas con la cantidad de elementos almacenadores de energía presentes en el sistema, lo cual es crucial para su diseño y control.

Adicionalmente, se explica la necesidad de simplificar el análisis de esta compleja estructura de conversión de potencia. Para ello, se propone una metodología que divide la topología del sistema en tres regiones principales. Esta división facilita la comprensión y el estudio del comportamiento del rectificador. Al segmentar el sistema, se pueden analizar de manera más clara las variables de salida, específicamente el voltaje en d.c y la corriente i_s^q de la red, partiendo desde la región de entrada.

Capítulo 3: Diseño del Filtro LCL

3.1 Introducción

Si bien los dispositivos convertidores de potencia sean inversores o rectificadores trifásicos, permiten un flujo bidireccional de la potencia eléctrica y operan con una eficiencia energética aceptable, lo cierto es que por sí solos no pueden cancelar de manera eficiente el contenido armónico que se genera por las corrientes alternas del sistema entregadas por la fuente de voltaje. Debido a esto, urge la necesidad de diseñar y conectar en el lado AC un dispositivo que haga filtrado del contenido en altas frecuencias que distorsionan la forma de onda de las señales alternas originales, dejando pasar única y prácticamente las formas de onda de las componentes fundamentales.

Los filtros pueden clasificarse en pasivos y en activos. Para efectos de este informe, se hace énfasis únicamente en los filtros pasivos. Estos están compuestos únicamente por componentes pasivos, es decir, resistencias, inductores y condensadores. En aplicaciones de redes eléctricas trifásicas, estos pueden ser de tipo C, L, LC o LCL, siendo este último el que más interesa abordar.

Un filtro LCL está compuesto por un inductor conectado en serie, un condensador en paralelo y otro inductor en serie. De este modo, comparando su arquitectura con un filtro LC donde el inductor está conectado en serie con la red y el condensador en paralelo, se deduce este tipo de filtro corresponde a un filtro pasa bajo de tercer orden, es decir, su respuesta en frecuencia permite el paso de las frecuencias bajas mientras atenúa las frecuencias altas. Esto significa que el filtro está diseñado para permitir el paso de las componentes de frecuencia más bajas de la señal de corriente o voltaje, mientras que atenúa o filtra las componentes de frecuencia más altas. Esto finalmente resulta en una señal de salida más suavizada y libre de armónicas no deseadas en comparación con una señal de entrada.

En aplicaciones más realistas, los filtros pasivos tienen pérdidas energéticas asociadas a los componentes pasivos que los componen. Para una visión esquemática más comprensible, las pérdidas energéticas se pueden visualizar al conectar en serie con las inductancias componentes resistivos, mientras que, en el caso del condensador, las pérdidas energéticas pueden visualizarse como resistencias conectadas en paralelo con los condensadores. De esta manera, se tiene el siguiente esquema de filtro pasivo pasa-bajo LCL:

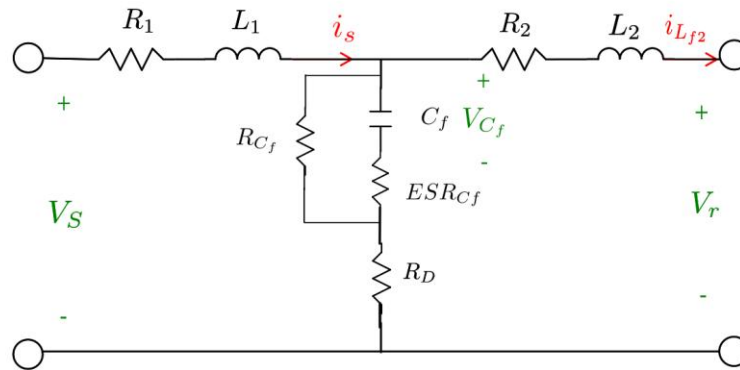


Fig. 3.1: Filtro Pasa Bajo LCL

Fuente: Elaboración propia en Xournal++

De la figura 3.1 es posible notar que la resistencia R_1 es la suma de las resistencias R_S y R_{f1} , dado que están conectadas en serie en el lado izquierdo del capacitor del filtro C_f . Lo mismo se puede decir de la inductancia L_1 , que resulta de la suma de las inductancias L_S y L_{f1} . En cambio, la resistencia R_2 y la inductancia L_2 prácticamente son la misma resistencia e inductancia R_{f2} y L_{f2} , respectivamente, del filtro LCL de la topología original. También se observa que el condensador del filtro C_f está conectado en paralelo con una resistencia parásita R_{C_f} asociada a sus pérdidas energéticas, y a su vez posee una resistencia en serie equivalente ESR_{C_f} , cuyo valor está asignado por una tabla de ESR's típicas ubicada en el anexo B.

3.2 Respuesta en Frecuencia del Filtro LCL

3.2.1 Análisis matemático y Función de Transferencia

Para seleccionar adecuadamente los componentes tanto del filtro LCL como del rectificador, se vuelve necesario hacer necesario aplicar leyes de nudos y mallas de Kirchhoff otra vez en el lado a.c de la topología rectificadora, pero esta vez llevando el análisis al plano de Laplace, de manera que se pueda obtener debidamente su F.de.T.

Para ello, se analizan las mallas de manera separada, de modo que los voltajes de salida en ambas se consideran iguales a cero. Estas consideraciones ayudan a simplificar el análisis matemático de la respuesta en frecuencia del sistema.

Dado lo engorroso que implica hacer un análisis en frecuencia del filtro al considerar el efecto de una resistencia parásita tan grande que prácticamente impide en su totalidad el paso de corriente, se desprecia el efecto de R_{C_f} en la Fig. 3.1. En este caso, se formuló la F.de.T del filtro sin amortiguar pasivamente las resonancias generadas, dado que se pretende comparar el rendimiento del filtro con y sin el efecto de R_D . De este modo, dividiendo la corriente que pasa por el inductor $i_{L_{f2}}$ entre el voltaje entregado por la fuente V_s , se obtuvo que la F.de.T del sistema $G(s)$ está dada por:

$$G(s) = \frac{\frac{ESR_{C_f}}{L_1 \cdot L_{f2}} \cdot s + \frac{1}{L_1 \cdot L_{f2} \cdot C_f}}{s^3 + \left(\frac{R_1 + 1}{L_1} + \frac{ESR_{C_f} + R_{f2}}{L_{f2}} \right) \cdot s^2 + \left(\frac{L_1 + L_{f2}}{L_1 \cdot L_{f2} \cdot C_f} + \frac{ESR_{C_f} \cdot R_1 + R_{f2} \cdot (R_1 + 1)}{L_1 \cdot L_{f2}} \right) \cdot s + \frac{R_1 + L_{f2}}{L_1 \cdot L_{f2} \cdot C_f}} \quad (3.1)$$

donde:

$$R_1 = R_s + R_{f1} \quad (3.2)$$

$$L_1 = L_s + L_{f1} \quad (3.3)$$

Así, se procede al cálculo de los componentes del filtro usando herramientas de cálculo como Matlab.

3.2.2 Cálculo y definición de componentes

De las referencias mencionadas en el capítulo de Introducción, más concretamente las referencias [2], [7], [9] y [24], se obtienen fórmulas y criterios de diseño del filtro LCL. A partir de estos criterios, se obtiene un filtro pasivo de tercer orden capaz de amortiguar la frecuencia de resonancia generada en la respuesta en frecuencia de la amplitud. Estos criterios están dados por las siguientes expresiones:

$$10 \cdot f_s < f_{res} < 0,5 \cdot f_{sw} \quad (3.4)$$

$$Z_b = \frac{(V_{fase} \cdot \sqrt{3})^2}{P_s} \quad (3.5)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_s \cdot Z_b} \quad (3.6)$$

$$C_f = \Delta f_p \cdot C_b \quad (3.7)$$

$$rizado = \alpha \cdot I_{max} \quad (3.8)$$

$$I_{max} = \frac{P_S \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot V_{fase}} \quad (3.9)$$

$$L_{f1} = \frac{V_{dc}}{rizado \cdot 6 \cdot f_{sw}} \quad (3.10)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_s} \quad (3.11)$$

$$L_T < 10\% \cdot L_b \quad (3.12)$$

$$L_{f2} = \frac{\sqrt{\frac{1}{ka^2} + 1}}{C_f \cdot (2\pi \cdot f_{sw})^2} \quad (3.13)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (3.14)$$

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} \quad (3.15)$$

$$R_D = \frac{1}{3 \cdot \omega_{res} \cdot C_f} \quad (3.16)$$

Siguiendo paso a paso estas ecuaciones, es posible obtener los valores de los componentes resistivos y almacenadores de energía del filtro para determinados valores de potencia en el circuito y de voltaje entre líneas en el lado ac del sistema, así como también el voltaje v_o al que se pretende llegar. A los cálculos también se les considera las frecuencias de la red de suministro f_s , así como también la frecuencia de conmutación a la que son sometidos los IGBT's del puente rectificador.

Dado el caso en que nos queremos dar los siguientes valores en el rectificador AFE:

Tabla 3.1:

Parámetros de entrada de diseño del filto LCL

Especificaciones de Diseño			
V_S	381.051 [V]	V_{dc}	670 [V]
V_{fase}	220 [V]	f_{sw}	15 [kHz]
P_S	1 [kW]	f_s	50 [Hz]

De esta manera, haciendo los respectivos cálculos a partir de los criterios establecidos anteriormente, los valores de los componentes del filtro quedaron definidos en la siguiente tabla:

Tabla 3.2:
Componentes del filtro LCL obtenidos con los cálculos.

Parámetros del Filtro			
C_f	1.096 [μ F]	ω_{res}	15120.4 [rad/s]
L_T	22.37 [mH]	f_{res}	2406.5 [Hz]
L_1	12.37 [mH]	R_s	0.05 [Ω]
L_s	5 [mH]	R_{f1}	0.1 [Ω]
ka	0.15	R_{f2}	0.1 [Ω]
L_2	5 [mH]	R_D	20.112 [Ω]
ESR_{Cf}	8.7 [Ω]		

Sin embargo, sin una debida amortiguación se producirían resonancias durante el filtrado de f_{sw} , provocando picos de corriente indeseados que solo deteriorarán al sistema, algo que está lejos de cumplir su papel de limpiar la corriente que entra y sale de la red y del convertidor, por ende, se recrea la F.de.T del filtro, tomando como referencia lo expuesto en la bibliografía [24]. Finalmente, se obtiene $H(s)$, la cual está construida por la siguiente fórmula:

$$H(s) = \frac{s^2 + \frac{R_2 \cdot C_f + (R_D + ESR_{Cf}) \cdot C_f}{L_1 \cdot L_2^2 \cdot C_f^2} \cdot s + \frac{1}{L_1 \cdot L_2^2 \cdot C_f^2}}{s^3 + \frac{a}{L_1 \cdot L_2^2 \cdot C_f^2} \cdot s^2 + \frac{b}{L_1 \cdot L_2^2 \cdot C_f^2} \cdot s + \frac{R_1 + R_2}{L_1 \cdot L_2^2 \cdot C_f^2}} \quad (3.17)$$

donde:

$$a = L_{f2} \cdot C_f \cdot R_1 + L_1 \cdot R_2 \cdot C_f + L_1 \cdot (R_D + ESR_{Cf}) \cdot C_f + L_2 \cdot (R_D + ESR_{Cf}) \cdot C_f \quad (3.18)$$

$$b = R_1 \cdot R_2 \cdot C_f + L_1 + R_1 \cdot (R_D + ESR_{Cf}) \cdot C_f + L_2 + R_2 \cdot (R_D + ESR_{Cf}) \cdot C_f \quad (3.19)$$

Al suprimir las resonancias, el circuito se vuelve más estable. Esto ayuda a proteger los componentes del circuito de sobrecargas que podrían ocurrir debido a picos de resonancia. También se suprime la generación de armónicos no deseados, lo que es especialmente importante en circuitos de conversión de potencia, donde estos pueden afectar la calidad de la energía.

A partir de estas F.de.T's, es posible obtener los D. de B. del filtro LCL, con y sin inclusión de amortiguamiento pasivo, observándose que su inclusión mejora ampliamente el filtrado de contenido

armónico al no regresar a la frecuencia de corte del sistema.

3.2.3 Diagrama de Bode

Una vez obtenidos los parámetros del filtro LCL, se estudia su respuesta en frecuencia reemplazando los términos de la Función de Transferencia del filtro y se calcula la respuesta modular del sistema de tercer orden.

Recordando que la expresión que calcula la respuesta de la magnitud de la F.de.T dada por la expresión (3.1) en el plano de la frecuencia está dada por:

$$G(j\omega)_{mod} = 20 \cdot \log(|G(j\omega)|) \quad (3.20)$$

A partir de esta expresión, se arma un código en Matlab que gráfica el comportamiento del filtro con y sin amortiguamiento. El código se encuentra expuesto en el Anexo B de este informe, y se obtienen el siguiente D. de B.:

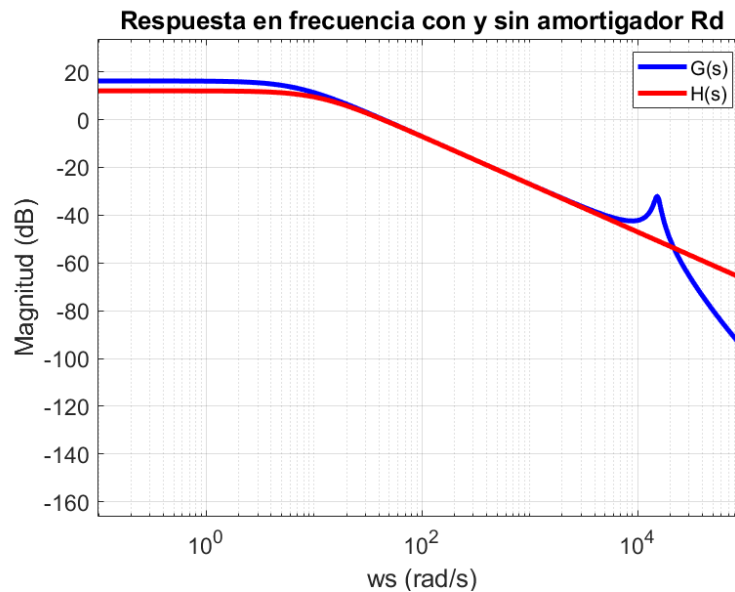


Fig. 3.2: Comparación de respuesta en frecuencia del filtro LCL con y sin R_D por medio del Diagrama de Bode de Magnitud.

De esta esta comparación se concluye finalmente que la amortiguación pasiva de resonancias es un paso crucial a la hora de filtrar armónicas, suprimir rizado y mejorar la operación y control del rectificador AFE.

3.3 Discusión.

En este capítulo, se aborda acerca de los filtros pasivos y cómo estos son cruciales para la amortiguación de contenido armónico indeseado que puede afectar la calidad de suministro de la potencia eléctrica, al afectar las formas de la corriente a.c del AFE. Por ello, se propone como solución al problema del contenido armónico un filtro pasivo pasa-bajo de tercer orden LCL.

Como se muestra durante el transcurso del capítulo, es importante diseñar y especificar bien los parámetros del filtro, de modo que, al medir su respuesta en frecuencia, esta pueda ser capaz de impedir el paso de contenido armónico de frecuencias superiores a la de la red de suministro del sistema, y una frecuencia de resonancia que se ubique entre un valor diez veces mayor a f_s y un valor menor a la mitad de la frecuencia f_{sw} .

Además, se demuestra que la conexión de un amortiguador pasivo de resonancias, en este caso una resistencia conectada en serie con el condensador del filtro C_f , suprime aquella subida violenta de ganancia en la respuesta en frecuencia, lo que evita que el sistema sufra daños por armónicos y/o señales no deseadas que fluyen por el rectificador.

De este modo, si se conecta el LCL de manera correcta, con los parámetros correctos de acuerdo a los requerimientos de la planta, es posible obtener flujos de energía eléctrica de alta calidad y con una muy baja de probabilidad de ocurrencia de fallos en la red, pues un flujo de voltaje y corriente con baja THD y sobre todo con baja o nula componente reactiva evita el deterioro progresivo de los componentes de rectificador, por lo que no se vuelve tan necesario cubrirlo o conectarlo con otros componentes protectores, a menos que ocurra una falla a nivel de la red.

Capítulo 4: Determinación Puntos de Operación y Simulaciones

4.1 Introducción.

Una vez que se ha modelado matemáticamente el comportamiento del rectificador AFE, así como también la respuesta en frecuencia del LCL, se procede a obtener los puntos de operación tales que permitan obtener una potencia de salida similar a la potencia activa de entrada, que para efectos de su simulación corresponderán a 1 [kW] y a 3 [kW], queriendo lograr de esta manera un salto en escalón eficaz y representativo.

Este capítulo sirve para ilustrar el comportamiento ideal de la topología de rectificación AFE, es decir, sin considerar pérdidas energéticas en el puente de transistores, con el objetivo de estudiar su comportamiento en lazo abierto y obtener la salida correspondiente a los valores de v_0 y de i_{Ldc} .

4.2 Puntos de Operación

Una vez obtenidos los parámetros del LCL, se procede también a definir los componentes del lado d.c. De este modo, se procede a calcular los puntos de operación del sistema cuando este se ubique en S.S.

Para un rectificador AFE que necesite pasar 1 [kW] de a.c a d.c y tenga un factor de potencia unitario, se proponen los siguientes parámetros:

Tabla 4.1:
Parámetros del Rectificador AFE propuestos.

Parámetros del sistema					
L_s	5 [mH]	R_{f2}	0.1 [Ω]	esr_0	1[m Ω]
R_s	0.05 [Ω]	C_f	1.096 [μ F]	C_{dc}	2 [mF]
L_{f1}	12.37 [mH]	ESR_{Cf}	8.7 [Ω]	$R_{C_{dc}}$	5 [M Ω]
R_{f1}	0.1 [Ω]	R_{C_f}	5 [M Ω]	L_{dc}	15 [mH]
L_{f2}	5 [mH]	R_D	20.112 [Ω]	R_{dc}	450 [Ω]

De esta manera, con apoyo del software matemático Matlab, se ingresan las ecuaciones obtenidas del modelo matemático en los ejes dq, y se ingresan condiciones iniciales tales que el programa pueda resolver el sistema de ecuaciones de modo que las derivadas se hagan iguales a cero y cumplan con la restricción de que la potencia activa sea igual a 1 [kW].

De esta manera, los puntos de operación y las magnitudes de las variables de entrada calculados se enlistan en la siguiente tabla:

Tabla 4.2:
Puntos de Operación del Rectificador AFE para una Potencia Activa de 1 [kW], 220 [V_{RMS}] y factor de potencia unitario.

Puntos de Operación del Sistema en Lazo Abierto			
v_{Cf}^d	380.475 [V]	i_{Lf2}^q	-0.131 [A]
v_{Cf}^q	-18.131 [V]	v_o	671.335 [V]
i_s^d	2.631 [A]	i_{Ldc}	1.492 [A]
i_s^q	0 [A]	m_r^d	1.134
i_{Lf2}^d	2.625 [A]	m_r^q	-0.055

Así, con los puntos de operación obtenidos, es posible calcular otras variables, como el módulo de las moduladoras m_{rd} y m_{rq} , la eficiencia energética η y el factor de potencia fp .

De aquí se observa que la eficiencia energética del circuito η es del 99.78%, el cual cumple con las exigencias de eficiencia energética que deben de acatar los convertidores estáticos de potencia. Por otro lado, el factor de potencia de desplazamiento del sistema es prácticamente unitario, denotando la efectividad del filtro LCL y de los transistores IGBT al ser instalados en un rectificador trifásico.

Si se aplica un cambio en escalón, de modo que el rectificador producirá esta vez una potencia activa de 3 [kW], los nuevos puntos de operación en estado estacionario arrojados serán los siguientes:

Tabla 4.3:
Puntos de Operación del Rectificador AFE para una Potencia Activa de 3 [kW], 220 [V_{RMS}] y factor de potencia unitario.

Puntos de Operación del Sistema en Lazo Abierto			
v_{Cf}^d	379.543 [V]	i_{Lf2}^q	-0.131 [A]
v_{Cf}^q	-46.969 [V]	v_o	1.164 [kV]
i_s^d	7.918 [A]	i_{Ldc}	2.588 [A]
i_s^q	0 [A]	m_r^d	0.653
i_{Lf2}^d	7.901 [A]	m_r^q	-0.096

Nuevamente, con estos puntos de operación recién calculados, se puede calcular el módulo de las moduladoras m_{rd} y m_{rq} , la eficiencia energética η y el factor de potencia fp .

En este caso, la eficiencia energética del circuito η es del 99.46%, por lo que también cumple con las exigencias de eficiencia energética que deben de acatar los convertidores estáticos de potencia. Finalmente, el factor de potencia de desplazamiento el factor de potencia de desplazamiento del sistema también es prácticamente unitario, demostrando de esta manera que el modelo matemático arroja los resultados esperados para la operación del dispositivo rectificador.

Así, se procede a comprobar la veracidad de los resultados obtenidos simulando el circuito con el programa de trabajo, simulación y programación gráfica PLECS.

4.3 Simulación en Lazo Abierto

Tal y como se comenta en la sección anterior. Se aplican los parámetros obtenidos para el filtro LCL, que corresponde al lado ac del sistema, y los parámetros propuestos para el lado d.c de este. Así, se tiene el siguiente circuito esquemático:

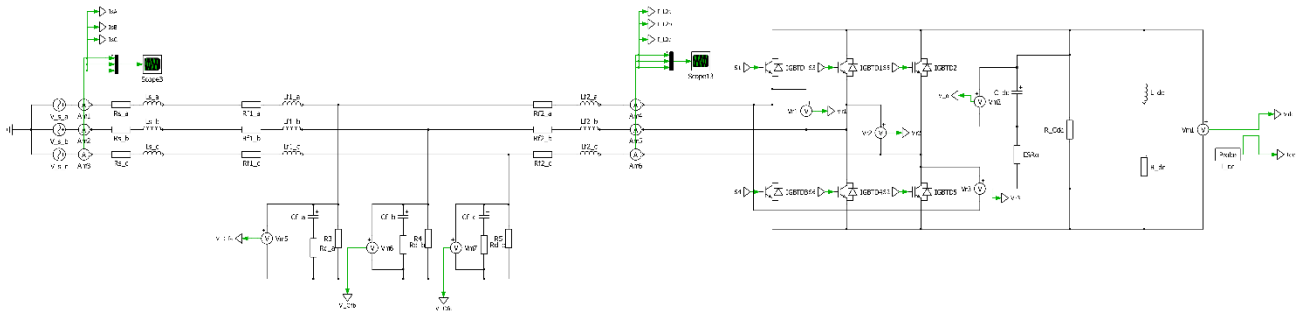


Fig. 4.1: Esquemático del Rectificador AFE en PLECS.

Así, se procede a usar los parámetros propuestos y las moduladoras m_{rd} y m_{rq} calculadas junto a los puntos de operación del sistema. Las moduladoras en los ejes abc, usando magnitudes en ejes dq, se generan con el siguiente subsistema:

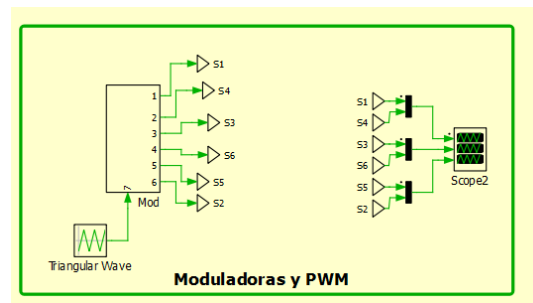


Fig. 4.2: Generador de PWM's para la conmutación del puente de IGBT's.

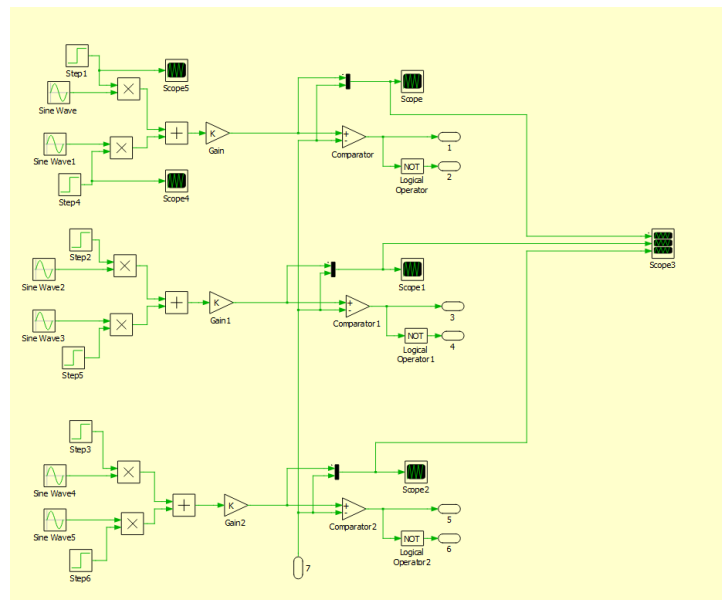


Fig. 4.3: Interior bloque subsistema generador de PWM para conmutación de puente de transistores.

De este modo, se inyectan los PWM's al puente rectificador y se estudia la respuesta de la topología tanto en el lado ac como en el lado d.c del sistema, de modo que se obtengan las corrientes y los voltajes calculados en los puntos de operación.

Si los voltajes y las corrientes se encuentran en fase, el contenido armónico de ambos se cancela al momento de calcular la potencia activa. Debido a la ausencia de contenido armónico que ensucie el suministro energético, se limita la potencia reactiva a un valor que es despreciable en comparación a la potencia activa conseguida, obteniendo así un factor de potencia prácticamente unitario y protegiendo de mejor manera al sistema.

Así, graficando cada variable de estado, se obtuvieron los siguientes resultados:

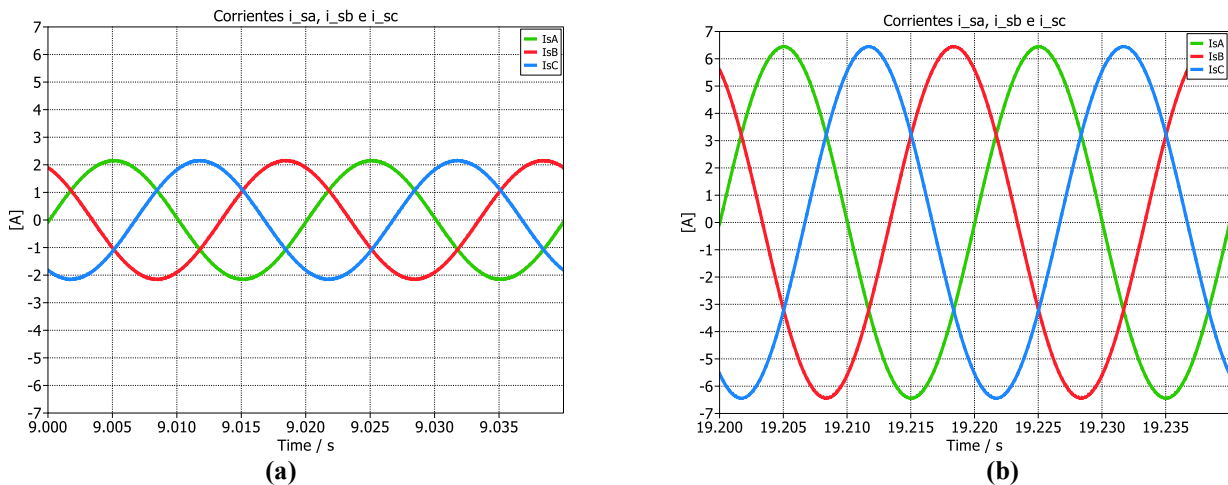


Fig. 4.4: Corrientes de la fuente i_s^{abc} en estado estacionario para (a) P_s de 1 [kW], y (b) P_s de 3 [kW].

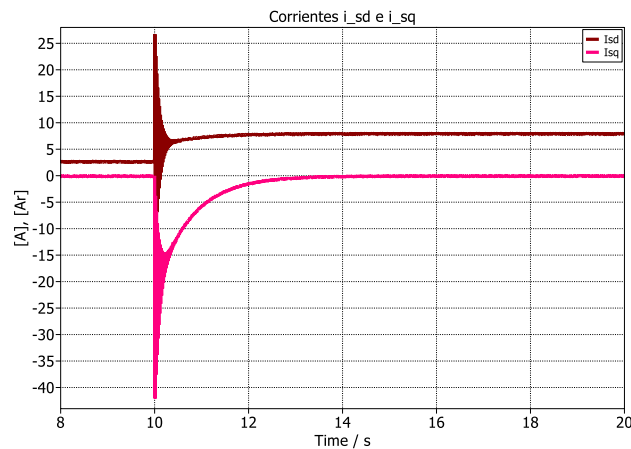


Fig. 4.5: Cambio en escalón de las corrientes i_s^d (burdeos) e i_s^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 671.335 [V] a 1164 [V], y manteniendo en cero a i_s^q .

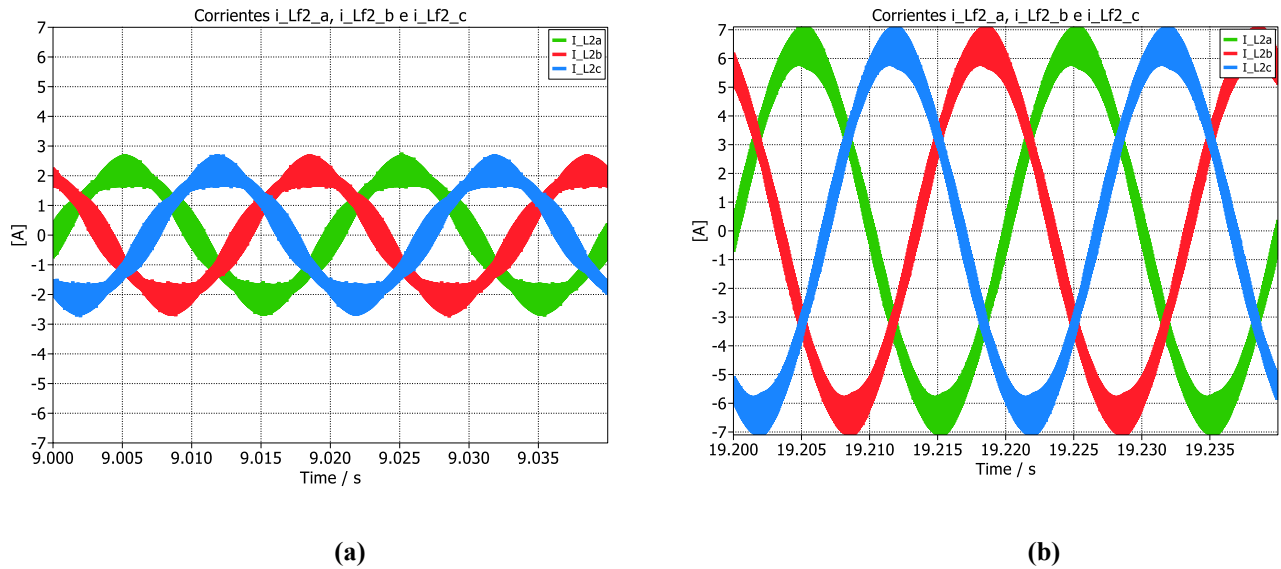


Fig. 4.6: Corrientes del segundo inductor del filtro LCL i_{Lf2}^{abc} en estado estacionario para (a) P_s de 1 [kW], y (b) P_s de 3 [kW].

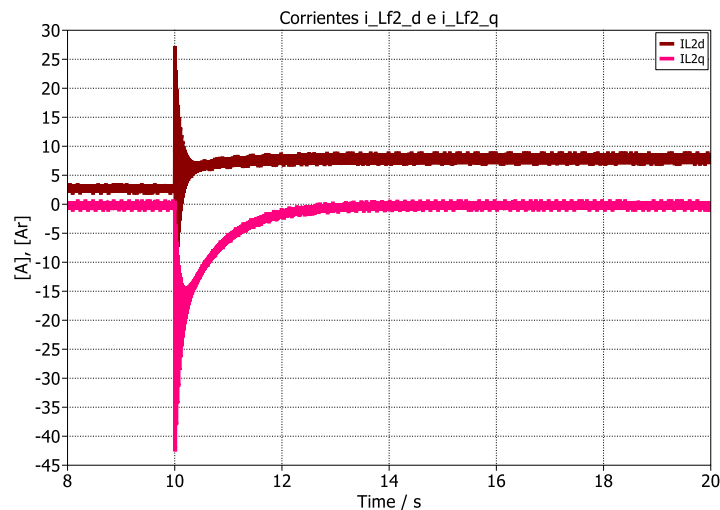


Fig. 4.7: Cambio en escalón de las corrientes i_{Lf2}^d (burdeos) e i_{Lf2}^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 671.335 [V] a 1164 [V], y manteniendo en cero a i_s^q .

Las figuras 4.6 y 4.7 muestran que en esta parte del circuito se produce una mayor distorsión armónica en este lado del filtro. Esto es debido a la frecuencia de conmutación a la que los switches IGBT's están siendo sometidos, lo cual es corregido por C_{dc} al amortiguar las ondulaciones que se producen en el convertidor, y se manifiesta en la salida del sistema entregando a v_o e i_{Ldc} , respectivamente. A su vez, traerá finalmente el factor de potencia deseado y una eficiencia energética más que aceptable.

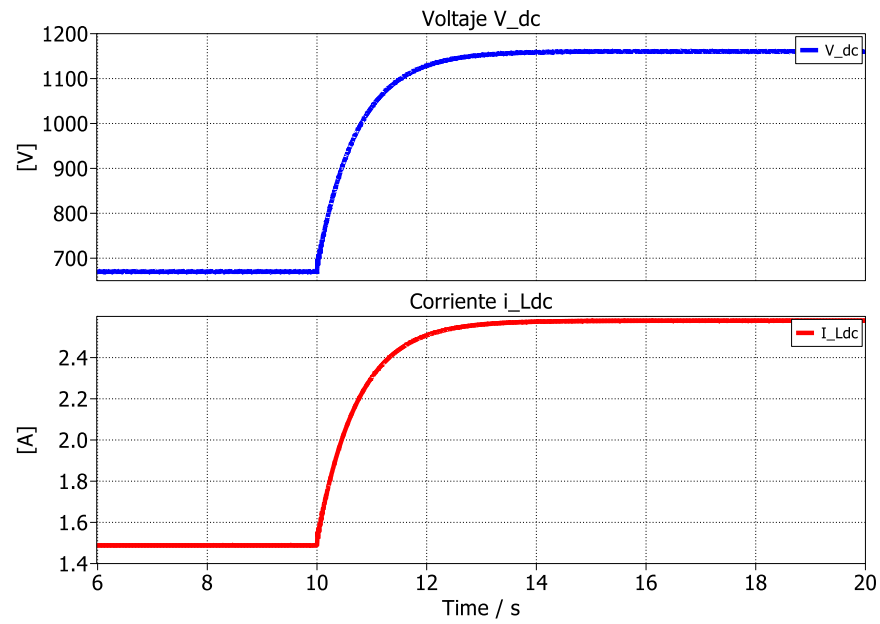


Fig. 4.8: Cambio en escalón del Voltaje v_{dc} (azul) y corriente i_{Ldc} (rojo) obtenida en la carga del sistema.

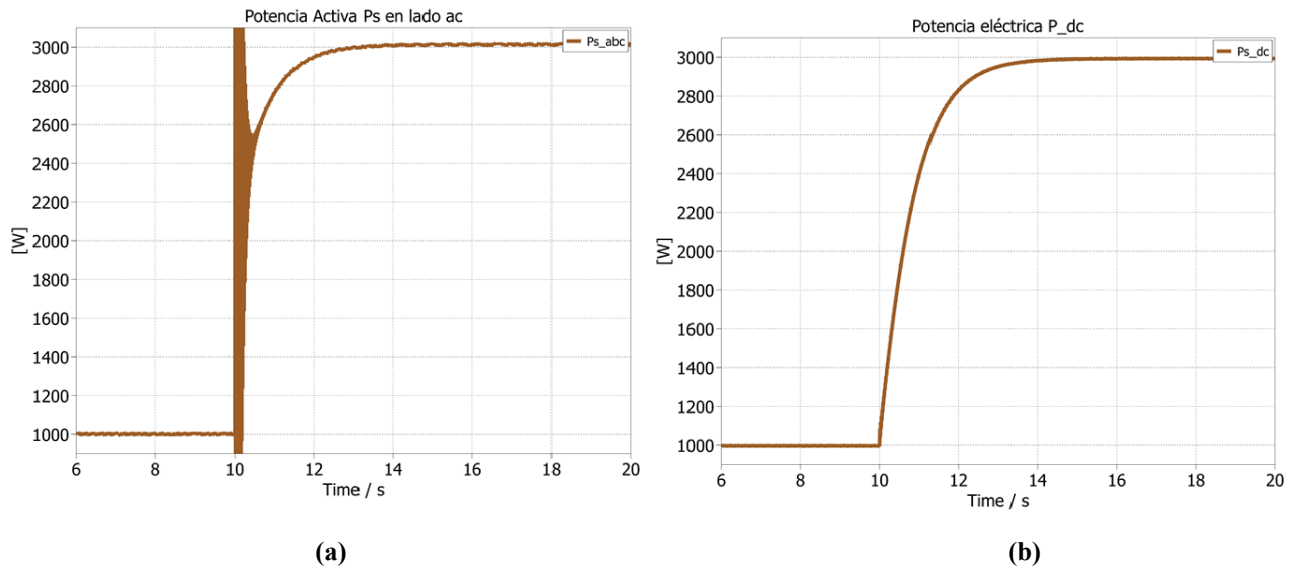


Fig. 4.9: (a) Cambio en escalón de la Potencia activa P_s obtenida en el lado ac del circuito. (b) Cambio en escalón de la Potencia eléctrica P_{dc} .

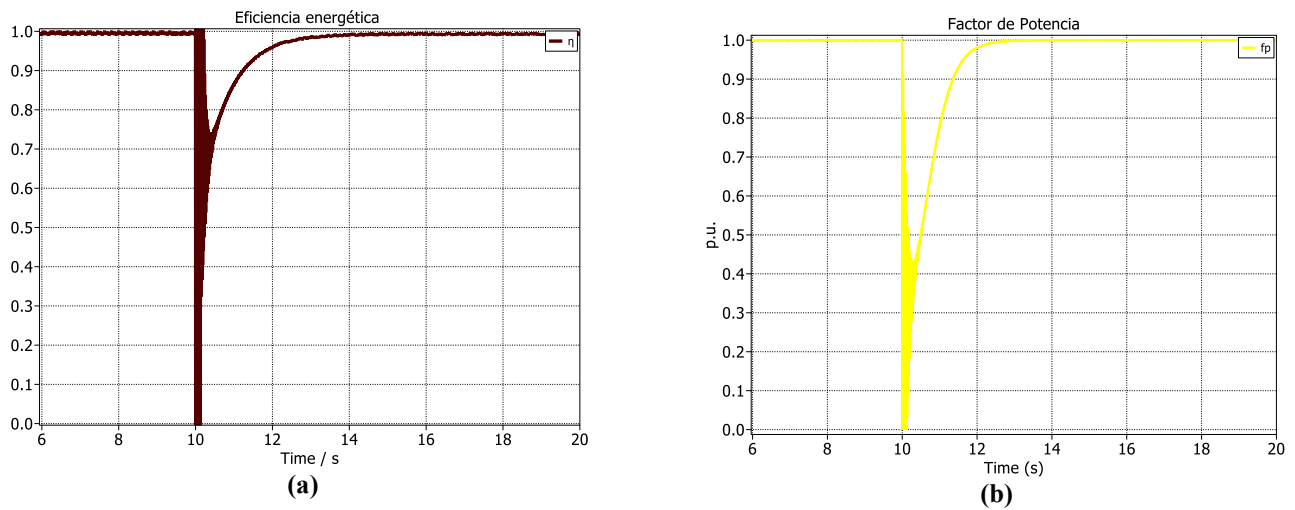


Fig. 4.10: (a) Eficiencia energética del circuito rectificador η con su respectivo valor medio. (b) Factor de Potencia del circuito rectificador fp .

De esta manera, fue posible corroborar que los resultados de los puntos de operación obtenidos se aproximan satisfactoriamente a los gráficos arrojados por el software PLECS.

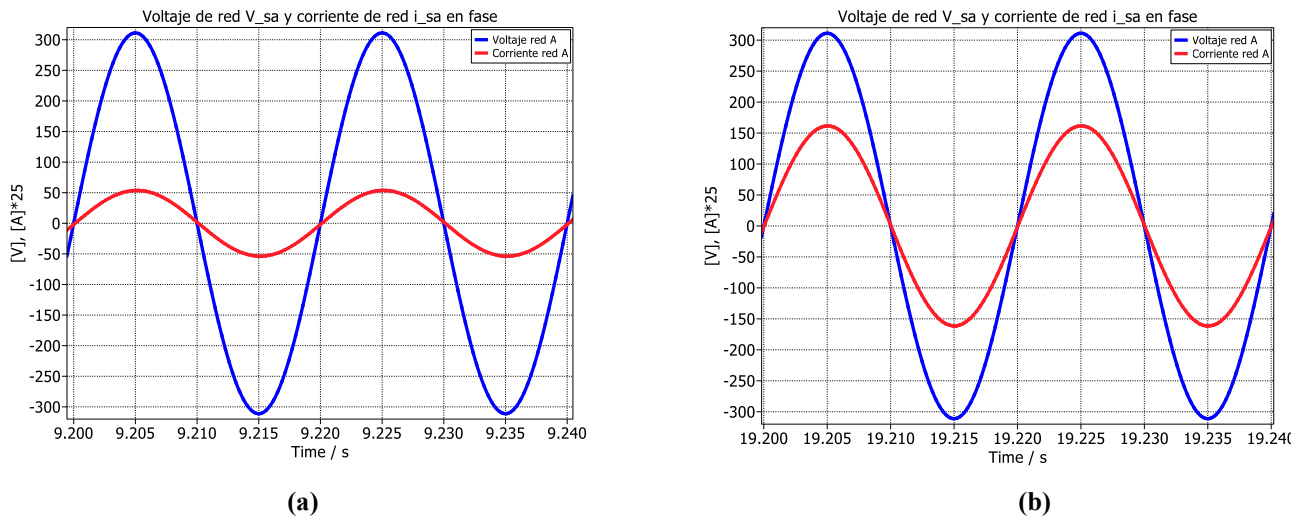


Fig. 4.11: Voltaje V_s^a y corriente i_s^a en fase para P_s de 1 [kW] (a) y P_s de 3 [kW] (b). Corriente está multiplicada por 25 para mejor visibilidad.

Los resultados mostrados en la fig. 4.11 muestran que, con el diseño y cálculo correctos de los puntos de operación, es posible obtener un fp unitario en una operación en L.A, pues no hay desfases notorios entre el voltaje y la corriente de red.

4.4 Regiones de Operación del Rectificador AFE con filtro LCL en Lazo Abierto

Los resultados obtenidos en el apartado anterior reflejan el comportamiento del convertidor en un único punto de operación. Sin embargo, para implementar un controlador que pueda predecir y determinar eficazmente el comportamiento del sistema, es fundamental analizar su rendimiento en una región más amplia de operación. Esta información es crucial, ya que permite evaluar los requerimientos de robustez del controlador propuesto, asegurando que pueda manejar incertidumbres, mantener la estabilidad y adaptarse a diversas condiciones operativas.

Estos requerimientos de robustez están enfocados principalmente en obtener un correcto funcionamiento del rectificador AFE ante variaciones de la resistencia de carga R_{dc} o de la potencia activa P_s , pues estos cambios afectarían a la correcta operación del convertidor, provocando desajustes en el factor de potencia del sistema.

Es por ello por lo que las regiones de operación se obtendrán para el análisis de las salidas del sistema i_s^q y v_o y las entradas moduladoras m_r^d y m_r^q , en función de la potencia activa P_s y de la resistencia de carga R_{dc} .

$$\begin{aligned} \frac{di_s^q(k)}{dk} = & \frac{1}{L_s + L_{f1}} v_s^q(k) - \omega_s \cdot i_s^d(k) - \frac{R_s + R_{f1}}{L_s + L_{f1}} i_s^q(k) - \frac{1}{L_s + L_{f1}} v_{Cf}^q(k) \\ & - \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_D + ESR_{Cf} \cdot R_D}{(L_s + L_{f1}) \cdot (R_{Cf} + R_D)} i_s^q(k) + \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_D + ESR_{Cf} \cdot R_D}{(L_s + L_{f1}) \cdot (R_{Cf} + R_D)} i_{L_{f2}}^q(k) \\ & + \frac{ESR_{Cf} \cdot R_D}{R_{Cf} \cdot (L_s + L_{f1}) \cdot (R_{Cf} + R_D)} v_{Cf}^q(k) \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_o(k)}{dk} = & \frac{R_{cdc}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \left(\frac{1}{2} \cdot m_r^d(k) \cdot i_{L_{f2}}^d(k) + \frac{1}{2} \cdot m_r^q(k) \cdot i_{L_{f2}}^q(k) \right) \\ & - \frac{1}{(R_{cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} v_o(k) - \frac{R_{cdc}}{(R_{cdc} + esr_0) \cdot C_{dc}} i_{L_{dc}}(k) \end{aligned} \quad (4.2)$$

donde $k = f(P_s, R_{dc})$.

4.4.1 Región de Operación en función de P_s

El primer análisis es en función de la potencia activa P_s generada por el rectificador, el cual se medirá en un rango de $P_s = 800 \dots 13.000$ [W], pues en este rango de operación, con los parámetros propuestos anteriormente, es posible mantener una eficiencia energética mayor o igual al 98%. Para ello, se graficarán los pares de entradas y salidas del sistema en este rango.

De este modo, graficando i_s^q en la fig. 4.14, es posible observar que en función de P_s no hay cambios significativos en sus valores, pues se observa que se mantiene prácticamente en 0, esto significa que el convertidor está operando correctamente en S.S, pues al mantener esta salida en cero, fp se mantendrá unitario independientemente de la potencia que se quiere conseguir.

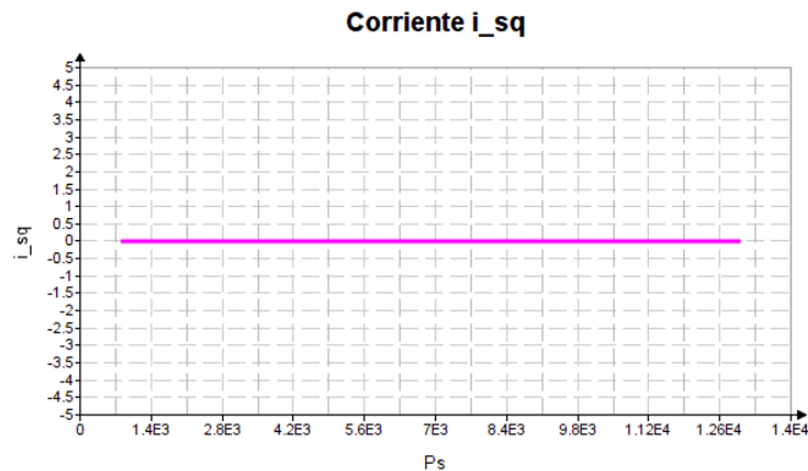


Fig. 4.12: Corriente i_s^q en función de la potencia activa P_s .

Distinto es el caso del voltaje en la salida del rectificador v_o pues si se ve afectado directamente por los cambios en la potencia eléctrica obtenida por el convertidor. A medida que la potencia aumente, la relación $P_{dc} = v_o \cdot i_{Ldc}$ indica que tanto el voltaje como la corriente deben incrementarse para satisfacer las demandas de la carga RL. Este comportamiento se debe a que el voltaje medio de salida del rectificador se eleva, lo que a su vez provoca un aumento en la corriente que fluye a través de la carga. Además, la presencia de la inductancia en la carga permite que la corriente se estabilice en niveles más altos, compensando las variaciones de voltaje y garantizando un flujo de energía adecuado para el funcionamiento del sistema.

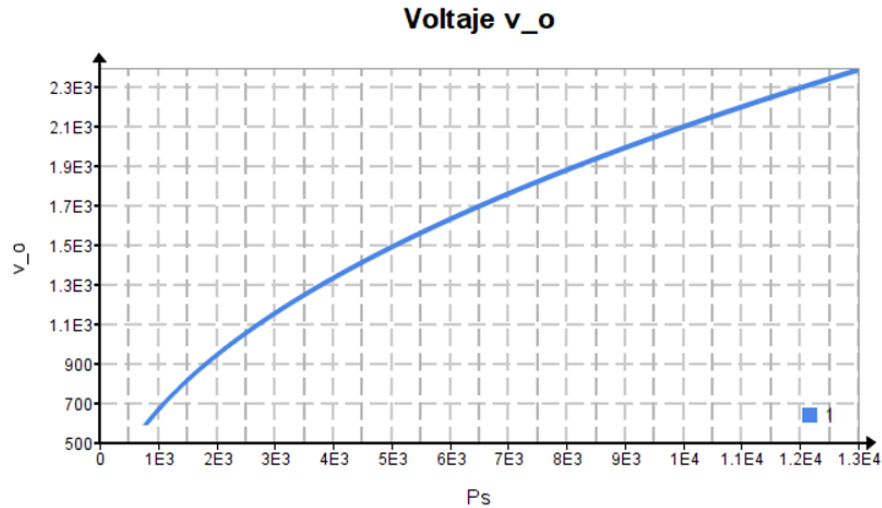


Fig. 4.13: Voltaje v_o en función de la potencia activa P_s .

Finalmente, las entradas del sistema m_r^d y m_r^q también sufren cambios en sus valores a medida que cambia la potencia que se espera producir con el rectificador. A medida que se incrementa la potencia activa deseada, la moduladora m_r^d se ajusta para acercarse a 0, lo que es esencial para evitar la saturación de los dispositivos de conmutación del convertidor y mantener un funcionamiento seguro. Al mismo tiempo, la moduladora m_r^q se aleja de 0 y tiende a asumir valores negativos, reflejando la necesidad de compensar las cargas inductivas y mantener la potencia reactiva en cero, permitiendo equilibrar el sistema. Este ajuste es fundamental no solo para garantizar que el convertidor produzca la cantidad de potencia solicitada, sino también para mantener un factor de potencia unitario, asegurando que i_s^q se mantenga en cero.

De esta manera, se asegura que el sistema opere dentro de sus límites de tensión y corriente, logrando un rendimiento eficiente y evitando problemas operativos que podrían comprometer la integridad del convertidor y su capacidad para manejar variaciones en la carga.

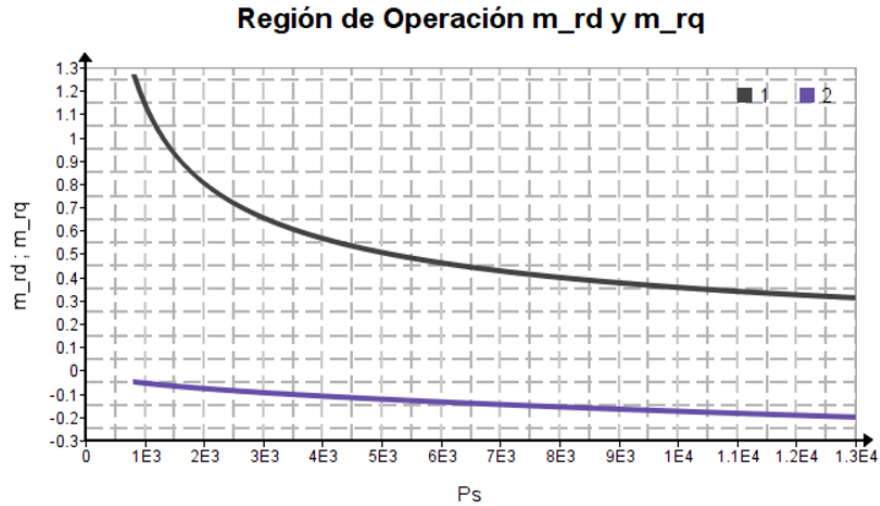


Fig. 4.14: Entradas del sistema m_r^d y m_r^q en función de la potencia activa P_s .

Por consiguiente, la región de operación de la moduladora M descrita por:

$$M = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{(m_r^d)^2 + (m_r^q)^2} \quad (4.3)$$

que corresponde a la magnitud de las señales moduladoras \mathbf{m}_r^{abc} con las cuales se obtienen los PWM's que entrarán al puente conmutador del circuito, se ve del siguiente modo:

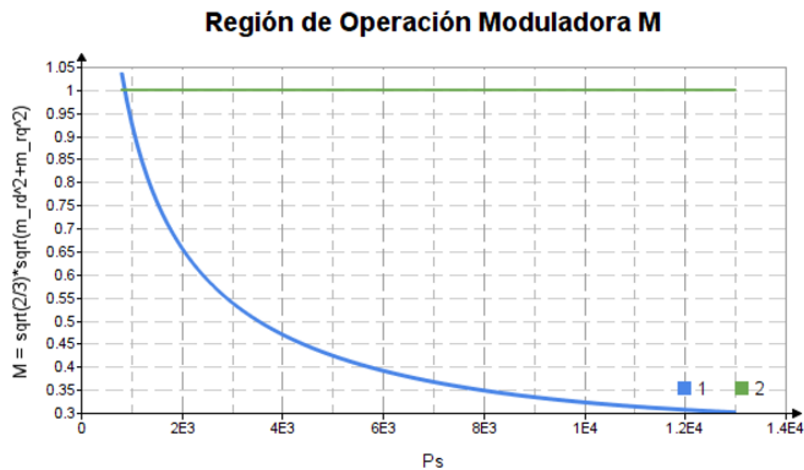


Fig. 4.15: Moduladora M en función de la potencia activa P_s .

4.4.2 Región de Operación en función de R_{dc}

Ahora, el siguiente análisis de regiones de operación será a partir de variaciones en la carga del sistema, más concretamente en la resistencia R_{dc} ($R_{dc} = 250 \dots 10.000 [\Omega]$), de modo que se pueda observar cómo afecta la variación de la resistencia de carga en los valores vistos por los pares entrada/salida del sistema que serán sometidos al lazo cerrado de control.

De este modo, graficando i_s^q en la fig. 4.18, es posible observar que en función de P_s , no hay cambios significativos en sus valores, pues se observa que se mantiene prácticamente en 0, debido a que los cambios en la carga del lado de continua del rectificador no afectan a las variables de estado en el lado de alterna del mismo en lo que respecta a generación de potencia activa y reactiva. Solo afecta a la nivelación de voltaje y corriente en continua, satisfaciendo la Ley de Ohm.

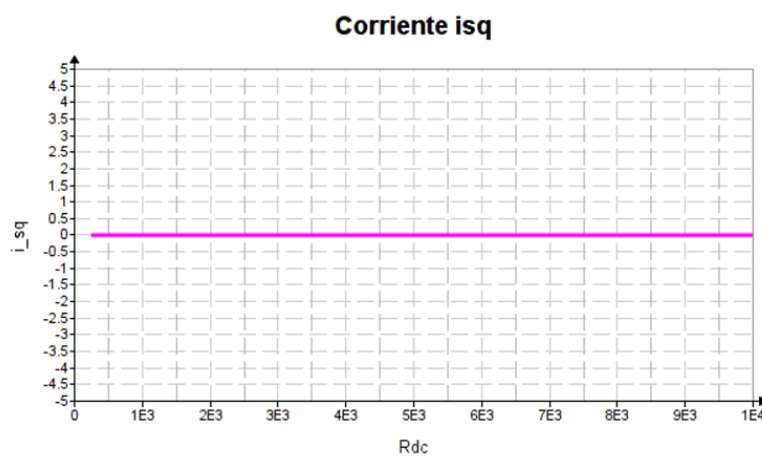


Fig. 4.16: Corriente i_s^q en función de la resistencia de carga R_{dc} .

Tal y como se puede observar, las variaciones de i_s^q se producen en el orden de los 10^{-24} [A], por lo que prácticamente se mantiene en cero, reafirmando lo explicado anteriormente.

En cambio, para el voltaje v_o si se observan cambios ascendentes y significativos a medida que aumenta el valor de R_{dc} . Esto debido a que para conseguir una determinada potencia en d.c, el voltaje aumenta cuando aumenta la resistencia, satisfaciendo la Ley de Ohm tal y como se explica con anterioridad.

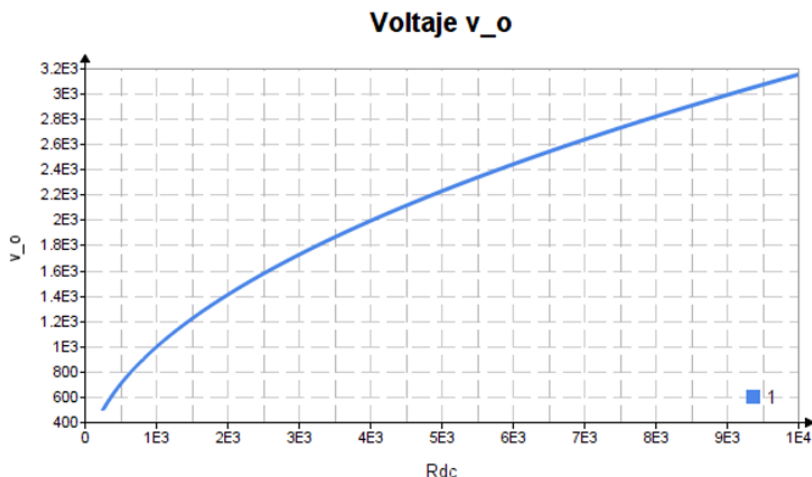


Fig. 4.17: Voltaje v_o en función de la resistencia de carga R_{dc} .

Las entradas del sistema m_r^d y m_r^q también sufren cambios en sus valores a medida que cambia la resistencia de carga del rectificador AFE. Ya que al aumentar R_{dc} , m_r^d se ajusta para acercarse a cero, lo que evita la saturación de los dispositivos de conmutación y permite al convertidor mantener un funcionamiento seguro. Simultáneamente, m_r^q que inicialmente parte de valores negativos para compensar las cargas inductivas, también se aproxima a cero, reflejando la disminución de la necesidad de potencia reactiva. Este ajuste conjunto asegura que el convertidor produzca la cantidad de potencia solicitada y mantenga un factor de potencia unitario.

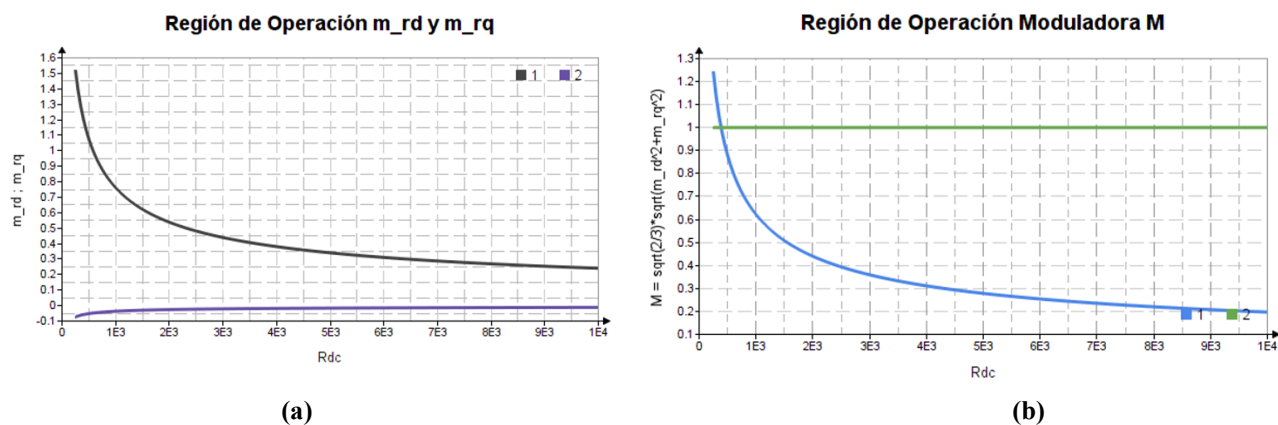


Fig. 4.18: Entradas del sistema m_r^d y m_r^q en función de la resistencia de carga R_{dc} (a). Moduladora M en función de la resistencia de carga R_{dc} (b).

4.4.3 Región de operación en función de $k = f(P_s, R_{dc})$

El análisis realizado hasta el momento contemplaba la obtención de las regiones de operación del sistema considerando variaciones independientes entre la potencia activa P_s generada por el sistema y la resistencia de carga R_{dc} a la salida del rectificador. Si bien el análisis gráfico por separado entrega información útil con respecto al comportamiento del sistema, es importante también saber cómo se comporta el sistema cuando ocurren ambas variaciones en simultáneo.

Para este análisis, el barrido de los pares entradas/salidas se harán en función de P_s y de R_{dc} , usando los mismos intervalos de valores en los que se evalúan sus regiones de operaciones independientes, y contempla todas las combinaciones posibles entre ambas variables. El resultado final se aprecia en las siguientes figuras:

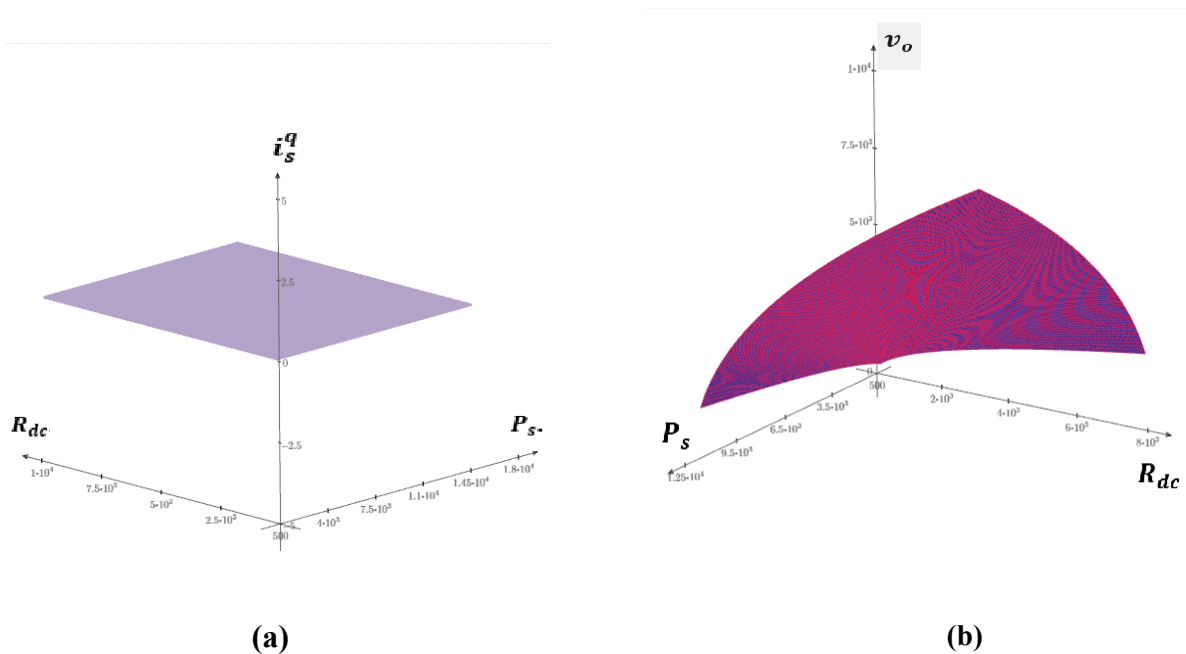
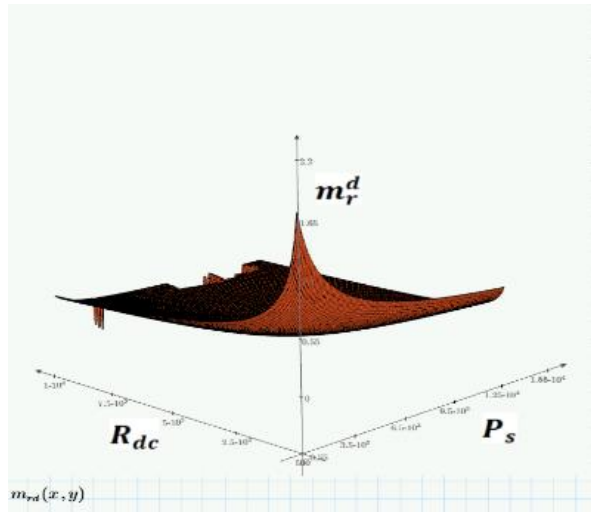
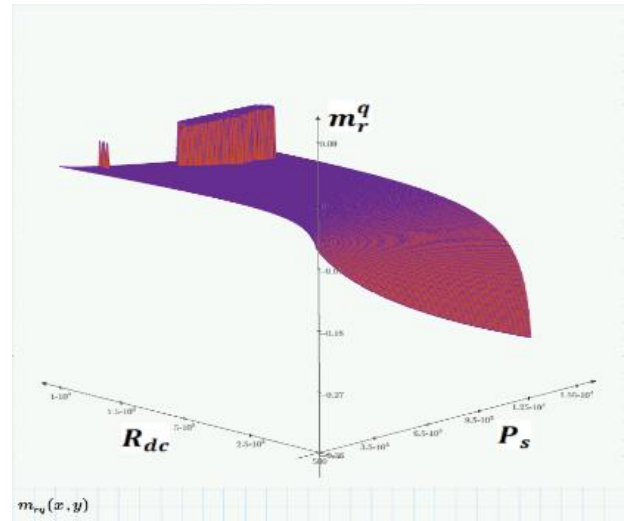


Fig. 4.19: (a) Corriente i_s^q en función de $k = f(P_s, R_{dc})$. (b) Voltaje v_o en función de $k = f(P_s, R_{dc})$



(a)



(b)

Fig. 4.20: (a) Entrada del sistema m_r^d en función de $k = f(P_s, R_{dc})$. (b) Entrada del sistema m_r^q en función de $k = f(P_s, R_{dc})$.

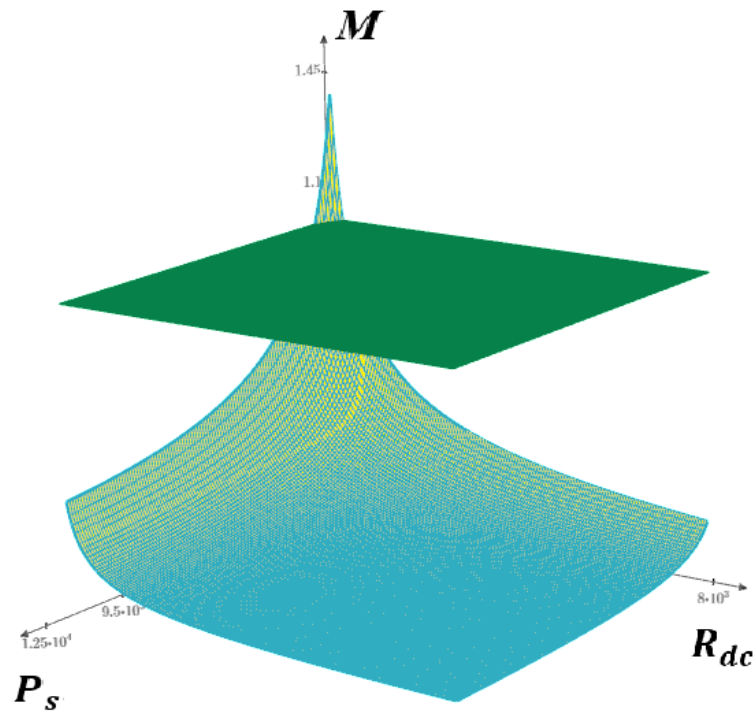


Fig. 4.21: Moduladora M en función de $k = f(P_s, R_{dc})$.

Al observar las figuras 4.19, 4.20 y 4.21, se puede notar que esta vez la variación combinada de P_s y de R_{dc} provoca cambios en la información brindada por el sistema, pues se presentan zonas donde se provocan valores no deseados en el voltaje v_o y en el par de entradas moduladas m_r^d y m_r^q , notando que el principal responsable de estos valores no deseados o que se alejan del comportamiento esperado por el rectificador AFE es la resistencia en la carga RL, es decir, R_{dc} . Por ende, esta resistencia no puede tener un valor mayor a los 8 [k Ω] para evitar estos puntos de operación indeseados que afectarían al factor de potencia brindado por el sistema. Por otro lado, los valores de P_s no afectan de manera negativa al funcionamiento del convertidor.

4.5 Discusión

En este capítulo, se calculan los puntos de operación del convertidor rectificador AFE trifásico con filtro LCL a partir de las ecuaciones del modelo dinámico del sistema en los ejes sincrónicos dq . Esto se logró con apoyo de softwares matemáticos para facilitar y acelerar la tarea de obtención de estos puntos.

Luego, se construye en PLECS el rectificador AFE, especificando los parámetros de cada componente de convertidor, considerando que se está trabajando con corrientes balanceadas y transistores ideales, es decir, sin pérdidas energéticas en el puente rectificador.

De las simulaciones y resultados gráficos obtenidos en PLECS, se muestra que, en estado estacionario, las variables de estado del sistema calculados llegan a valores que son excelentes aproximaciones a los resultados entregados gráficamente, y a medida que se aumenta la frecuencia de conmutación en PLECS, los gráficos se acercan cada vez más a los valores, validando de esta manera el modelo dinámico de la topología rectificadora obtenida en el capítulo 4 de este informe.

También se muestra que es necesario hacer un análisis de las regiones de operación del sistema, pues brindan información fundamental acerca de los rangos de operación de este, esto de acuerdo con los requerimientos de potencia activa que se busca generar y de la carga a la salida de este que se someterá a la generación de potencia en continua, de modo que se conozcan los límites de parámetros para la aplicación del control en lazo cerrado.

Capítulo 5: Estrategias de Control para Lazo Cerrado

5.1 Introducción

Como se ha expuesto en este trabajo, el estudio, análisis, diseño y simulación adecuados de un lazo cerrado generan mejoras significativas en el funcionamiento de los convertidores de potencia. Aunque en el capítulo anterior se identificaron los puntos y regiones de operación en los cuales el sistema funciona de manera aceptable en lazo abierto, con un factor de potencia cercano a la unidad y pérdidas energéticas mínimas, aún existen varios aspectos que pueden mejorar el rendimiento general del sistema. Entre estas mejoras se incluye la reducción del rizado en la corriente de salida del LCL, lo que es crucial para garantizar una entrega de energía más robusta y reducir el estrés sobre los componentes del sistema. Asimismo, un enfoque en la disminución de la THD resultante de las conmutaciones del puente de IGBT contribuye a una mejor calidad de la energía. La implementación de un lazo cerrado permite la adaptación de las moduladoras en tiempo real, gracias a la retroalimentación de variables de salida del sistema, como el voltaje de salida v_o y la corriente de red i_s^q . La optimización de la modulación PWM en un control en lazo cerrado reduce la THD en la salida, mejorando la calidad de la energía entregada y cumpliendo con las normativas de calidad eléctrica. Además, la capacidad de detectar y compensar perturbaciones externas permite que el rendimiento sistema se mantenga eficiente, minimizando las pérdidas energéticas. Un controlador en lazo cerrado puede responder rápidamente a cambios en la carga, cuidando del sistema y evitando oscilaciones indeseadas, así como permitir una mejor interacción con el filtro, optimizando su desempeño al minimizar los armónicos generados y logrando así una forma de onda de corriente más limpia.

El presente capítulo muestra el estudio, diseño y simulación de dos estrategias de control aplicables al rectificador AFE con filtro LCL. La primera consta de un Controlador PID con un Desacoplador Estático a la salida del lazo de control, y la segunda estrategia refiere al diseño y aplicación de un Controlador Predictivo basado en Modelos (MPC) con el cual se usará el análisis realizado en el capítulo 4 de este informe para modelar el comportamiento futuro del sistema, así como también formular la función de costo asociada a este controlador. Finalmente se comparará el rendimiento de ambas estrategias y, en base a sus ventajas y desventajas, elegir cuál es el mejor controlador para esta topología.

5.2 Control PID con Desacoplador Estático

Una de las estrategias de control probadas en este trabajo es un controlador PID con un desacoplador estático. Este tipo de controlador se utiliza para mantener un proceso cerca de un valor deseado, conocido como "setpoint", y combina acciones proporcional (P), integral (I) y derivativa (D). La acción proporcional ajusta la salida en función del error, acelerando el ajuste al estado estacionario, aunque un aumento excesivo puede incrementar el error. La acción integral elimina el error acumulado en el tiempo, ajustando la salida con la suma de errores pasados, mientras que la acción derivativa predice el comportamiento futuro considerando la tasa de cambio, ayudando a amortiguar la respuesta del sistema y evitando oscilaciones excesivas.

El desacoplador estático es un componente que separa las dinámicas de diferentes variables en sistemas multivariables, donde las interacciones pueden complicar el control. Su objetivo es mejorar el rendimiento al minimizar estas interacciones, facilitando la sintonización de las ganancias del controlador PID sin recurrir a modelos matemáticos complejos. Así, el esquema de esta estrategia de control aplicada al rectificador AFE con filtro LCL con un desacoplador estático \mathbf{K}_d se presenta de la siguiente manera:

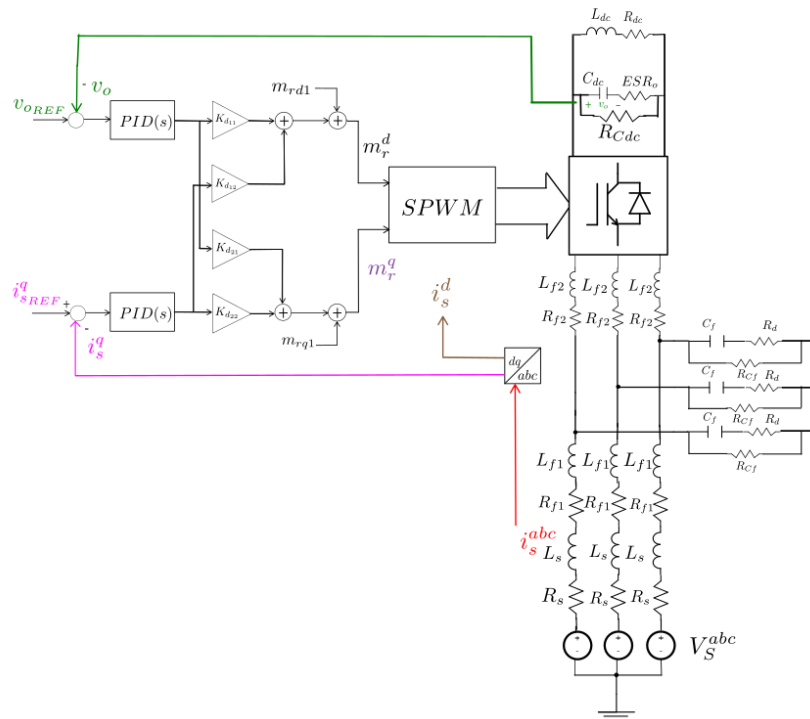


Fig. 5.1: Esquema del lazo cerrado PID con Desacoplador estático aplicado al rectificador AFE.

donde $K_{d_{11}}$, $K_{d_{12}}$, $K_{d_{21}}$ y $K_{d_{11}}$ son elementos del desacoplador estático \mathbf{K}_d .

Para un diseño correcto del lazo cerrado, es necesario linealizar el modelo de ecuaciones de estado del rectificador, de modo que el sistema se pueda obtener una representación en espacio de estados dada por:

$$\begin{aligned}\Delta\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\Delta\mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u} + \mathbf{E}\Delta\mathbf{p} \\ \Delta\mathbf{y} &= \mathbf{C}\Delta\mathbf{x} + \mathbf{D}\Delta\mathbf{u} + \mathbf{F}\Delta\mathbf{p}\end{aligned}\quad (5.1)$$

donde $\Delta\mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0$, $\Delta\mathbf{u} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_0$, $\Delta\mathbf{p} = \mathbf{p} - \mathbf{p}_0$, $\Delta\mathbf{y} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_0$ y \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , \mathbf{E} y \mathbf{F} son matrices de estado lineales, las cuales están definidas en el Anexo D. El subíndice 0 indica los valores de las variables de estado, entradas, salidas y perturbaciones en un determinado punto de operación, los cuales están mostrados en la Tabla 6.2.

Así, usando estos puntos de operación, los valores numéricos de las matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , \mathbf{E} y \mathbf{F} están dados como siguen:

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} -0.182 & 314.159 & 9.124 \cdot 10^5 & 0 & -9.124 \cdot 10^5 & 0 & 0 & 0 \\ -314.159 & -0.182 & 0 & 9.124 \cdot 10^5 & 0 & -9.124 \cdot 10^5 & 0 & 0 \\ -57.57 & 0 & -1.667 \cdot 10^3 & 314.159 & 1.658 \cdot 10^3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -57.57 & -314.159 & -1.667 \cdot 10^3 & 0 & 1.658 \cdot 10^3 & 0 & 0 \\ 199.999 & 0 & 5.762 \cdot 10^3 & 0 & -5.742 \cdot 10^3 & 314.162 & -113.420 & 0.113 \\ 0 & 199.999 & 0 & 5.762 \cdot 10^3 & -314.156 & -5.742 \cdot 10^3 & 5.509 & -0.006 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 283.549 & -13.773 & -1 \cdot 10^{-4} & -500 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 37.806 & -1.836 & 66.667 & -3 \cdot 10^4 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -6.704 \cdot 10^4 & 0.007 \\ 0.007 & -6.704 \cdot 10^4 \\ 656.238 & -32.756 \\ 87.498 & -4.367 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{C}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$\mathbf{E}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 57.571 & 0 \\ 0 & 57.571 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Con estas matrices, es posible obtener el desacoplador estático tal que la M.de.T del sistema sea diagonal y no singular, logrando de esta manera el cometido de separar las interacciones entre las variables de salida. Para ello, se invierte la M.de.T del sistema y se evalúa en $s = 0$, quedando la siguiente expresión:

$$\mathbf{K}_d = \left(\mathbf{C}_0 \cdot ((0 \cdot \mathbf{I}_{8 \times 8} - \mathbf{A}_0))^{-1} \cdot \mathbf{B}_0 + \mathbf{D}_0 \right)^{-1} \quad (5.6)$$

lo que resulta finalmente en:

$$\mathbf{K}_d = \begin{bmatrix} -1.691 \cdot 10^{-3} & 2.093 \cdot 10^{-2} \\ -8.212 \cdot 10^{-5} & -1.515 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix}$$

De este modo, una representación en espacio de estados para el sistema con desacoplamiento de estados se observa de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_d &= \mathbf{A}_d \Delta \mathbf{x}_d + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{u}_d \\ \Delta \mathbf{y}_d &= \mathbf{C}_d \Delta \mathbf{x}_d + \mathbf{D}_d \Delta \mathbf{u}_d \end{aligned} \quad (5.7)$$

donde $\Delta \mathbf{x}_d$, \mathbf{A}_d y \mathbf{C}_d son iguales a $\Delta \mathbf{x}$, \mathbf{A} y \mathbf{C} , respectivamente, $\Delta \mathbf{u}_d = \mathbf{K}_d \cdot \Delta \mathbf{y}$, $\mathbf{B}_d = \mathbf{B} \cdot \mathbf{K}_d$ y $\mathbf{D}_d = \mathbf{D} \cdot \mathbf{K}_d$, de modo que el control del sistema pueda aislar las interacciones entre el voltaje de salida v_o y la corriente de red i_s^q .

Con esto, se procede a sintonizar el controlador PID, llegando a las ganancias que mejor hacen funcionar al sistema en cuanto a rapidez y precisión de control.

5.2.1 Sintonización de lazo de control PID con desacoplador estático

La sintonización del controlador se hace por método de prueba y error, dado que este sistema trabaja directamente con el modelo lineal del sistema obtenido anteriormente, por lo que no se hacen compensaciones de corriente, voltaje y/o potencia activa y reactiva en el lazo cerrado de cada salida medida, es decir, v_o e i_s^q .

Es por ello por lo que la sintonización resultante dada por las ganancias crítica K_C , proporcional K_P , integral K_I y derivativa K_D se muestra en la siguiente tabla de ganancias:

Tabla 5.1:

Ganancias resultantes para el controlador PID

Ganancias Controlador PID Rectificador AFE	
K_C	0.5
K_P	0.6
K_I	2.5
K_D	0.1

La ganancia crítica K_C se coloca después del bloque de control PID, ajustando las ganancias de este para que el resultado de control pueda satisfacer los objetivos propuestos por el operador, es decir, controlar voltaje de salida v_o del rectificador para una determinada potencia eléctrica requerida y mantener en cero la corriente reactiva de la red i_s^q , de modo que se pueda mantener unitaria el fp .

A continuación, se entregan los resultados gráficos de este lazo de control, en el que se combinan un bloque controlador PID junto al desacoplador estático obtenido gracias al modelo lineal del rectificador AFE.

5.2.2 Simulación de lazo PID con desacoplador estático

Tal y como se estaba tratando anteriormente, el diseño, modelación y sintonización correctas del controlador permiten obtener una operación más efectiva del sistema, haciendo que este pueda llegar exactamente a los puntos de operación calculados en lazo abierto, pues la operación del circuito

en L.A está sujeto a f_{sw} , el cual influye en la corriente que entra y sale de la red a través de la topología estudiada, lo que entrega un fp que, si es bien es bueno porque es superior a 0.99, es mejorable gracias al L.C, capaz de mantener las salidas estudiadas fijas o cercanas a una referencia en particular, en este caso, en $i_s^q = 0$.

El generador de PWM's es el mismo que se usó en la simulación del sistema en L.A, con la particularidad de que las moduladoras m_r^d y m_r^q se van actualizando en cada instante, de modo que se pueda lograr el objetivo de control de fijar y seguir las salidas del sistema en el tiempo. De esta manera, se obtienen los siguientes resultados gráficos:

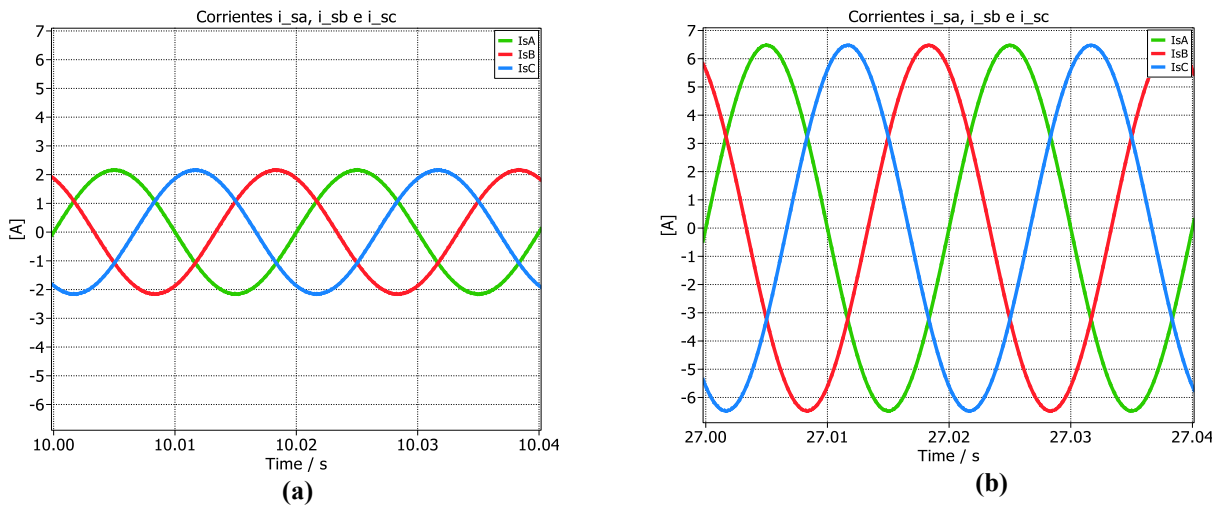


Fig. 5.2: Corrientes de la fuente i_s^{abc} en estado estacionario para (a) P_S de 1 [kW]; (b) P_S de 3 [kW].

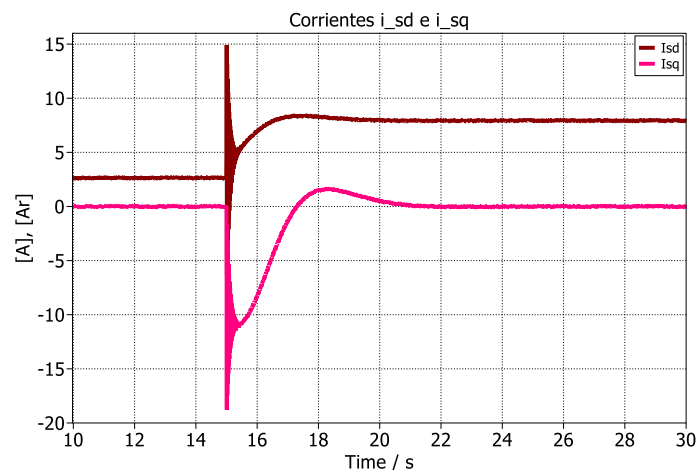


Fig. 5.3: Cambio en escalón de las corrientes i_s^d (burdeos) e i_s^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_s^q .

De este modo, comparando las figuras 4.4 y 4.5 con las figuras 5.2 y 5.3, no se encontrarán diferencias significativas en su operación en S.S en los ejes abc y dq , pero en el momento en el que se produce el cambio en escalón, es posible observar una mejor respuesta en el instante de cambio de magnitudes de i_s^d e i_s^q , ya que se observa que sus valores están más amortiguados, y no llegan a 25 [A] ni a 45 [Ar] respectivamente, como si ocurría en la operación en L.A, exhibiendo que la aplicación de un L.C mejora significativamente el rendimiento de la topología en términos de fp y η al estar mejor diseñado para afrontar cambios o perturbaciones en la operación del sistema.

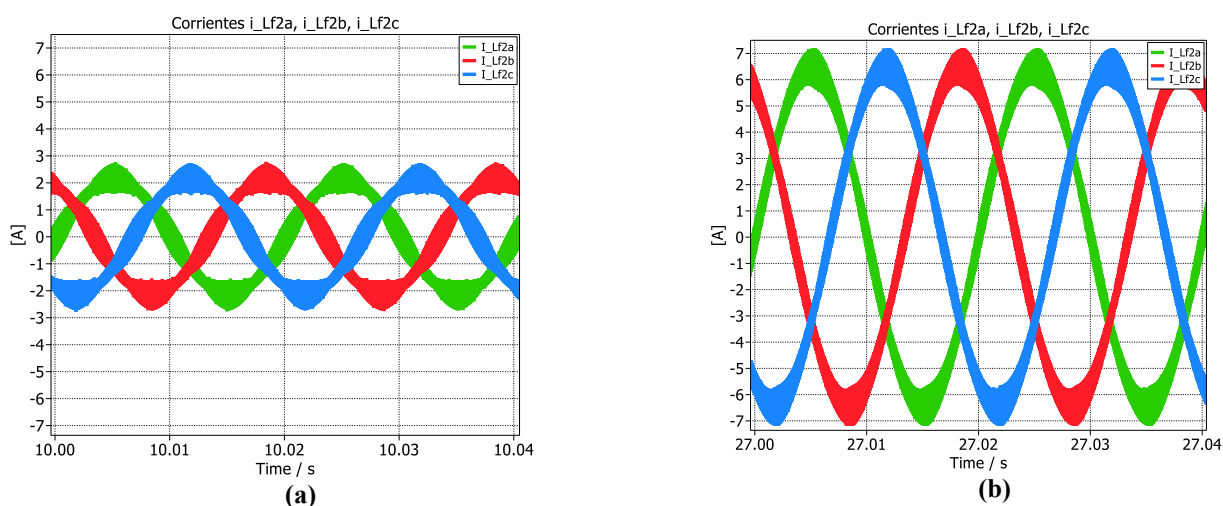


Fig. 5.4: Corrientes a la salida del filtro i_{Lf2}^{abc} en estado estacionario para (a) P_s de 1 [kW]; (b) P_s de 3 [kW].

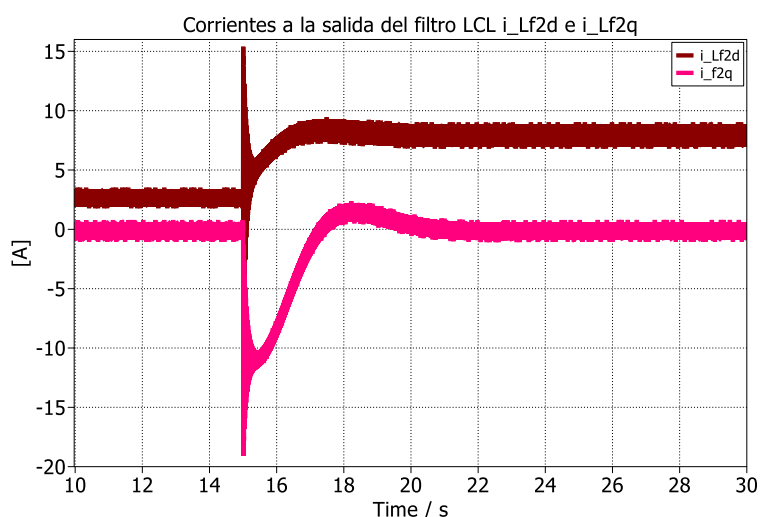


Fig. 5.5: Cambio en escalón de las corrientes i_{Lf2}^d (burdeos) e i_{Lf2}^q (fucsia), al aplicar un cambio en el voltaje v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_s^q .

De manera análoga se observa en la fig. 5.7 que el cambio en escalón en i_{Lf2}^d e i_{Lf2}^q está más amortiguado con respecto a su operación en L.A, igualmente debido a que la aplicación de un lazo de control mejora y suaviza los cambios producidos en el sistema, pudiendo llegar más suavemente al S.S.

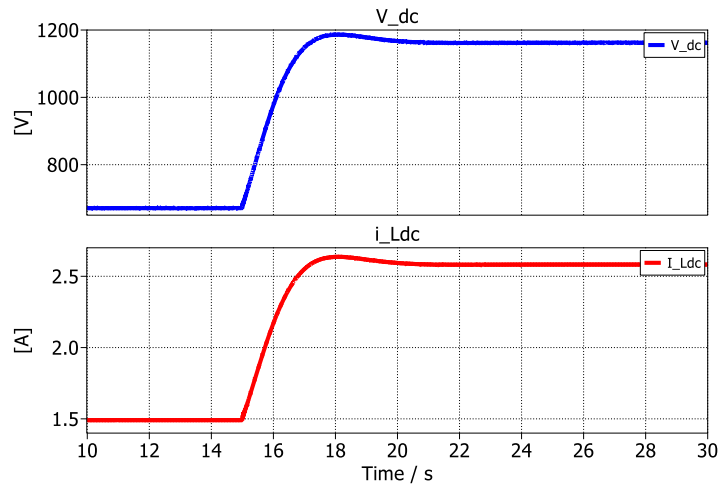


Fig. 5.6: Voltaje $V_{dc} = v_o - v_o'$ y corriente en la carga i_{Ldc} al aplicar un cambio en escalón en el voltaje v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_s^q .

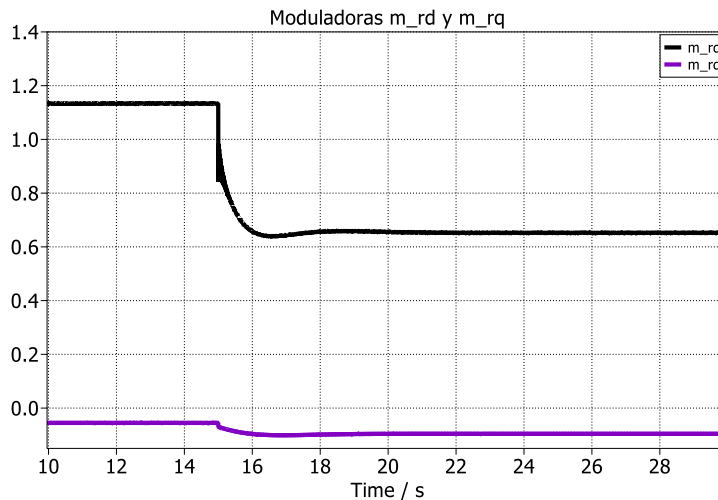


Fig. 5.7: Cambio en escalón percibidos por las moduladoras m_r^d y m_r^q .

En la fig. 5.7 se puede observar que, gracias al lazo de control PID con desacoplador estático, el cambio en los valores de m_r^d y m_r^q se produce de manera más suave y gradual, a diferencia de la operación en L.A, dado que en el primero se ingresan estos valores de manera manual y abrupta, y no van cambiando de manera progresiva a partir de un controlador como si ocurre en este caso.

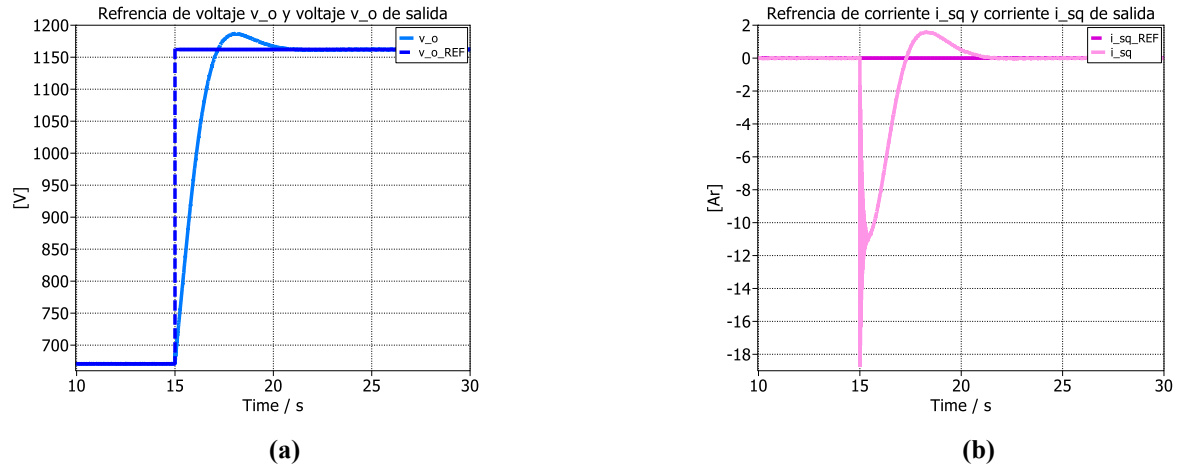


Fig. 5.8: Cambios en el instante $t=15$ [s] (a) en v_o ; (b) y en i_s^q cuando v_{oREF} pasa de 670.963 [V] a 1162.0312 [V], y manteniendo en cero a i_{sREF}^q .

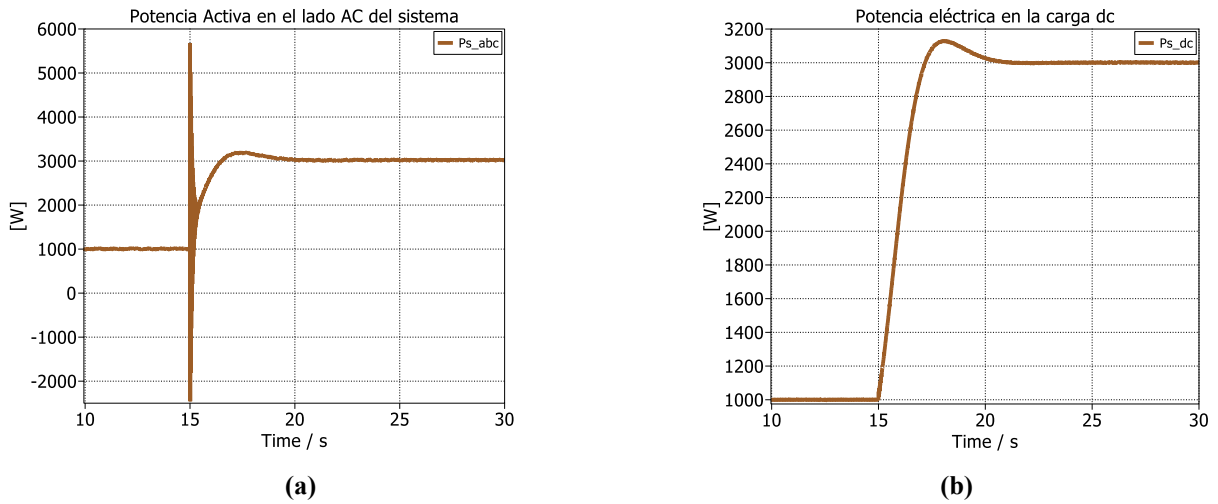


Fig. 5.9: (a) P_s en el lado de alterna del convertidor; (b) P_{dc} en la carga del convertidor.

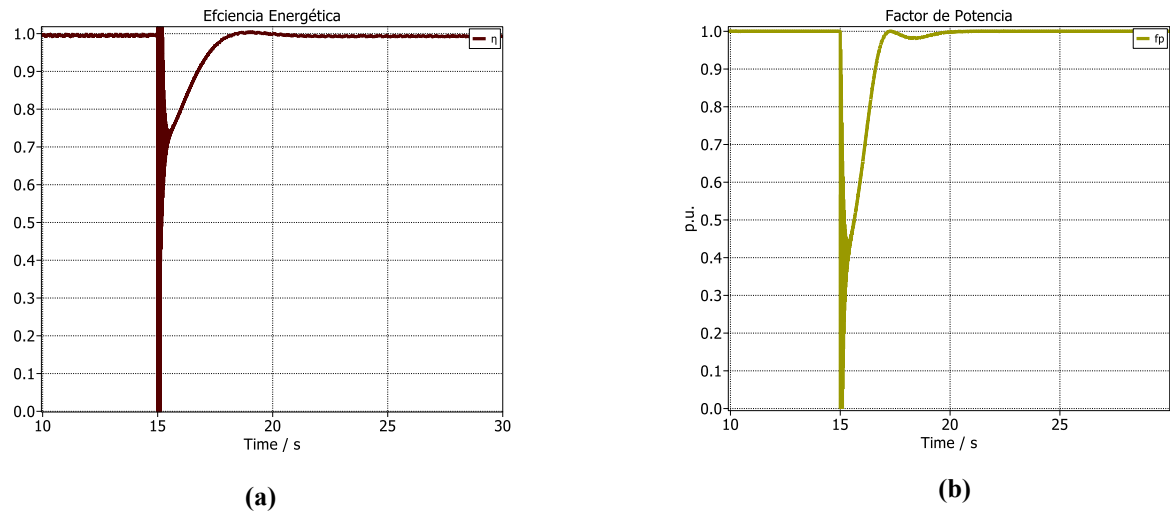


Fig. 5.10: (a) Eficiencia energética η ; (b) Factor de potencia fp del convertidor.

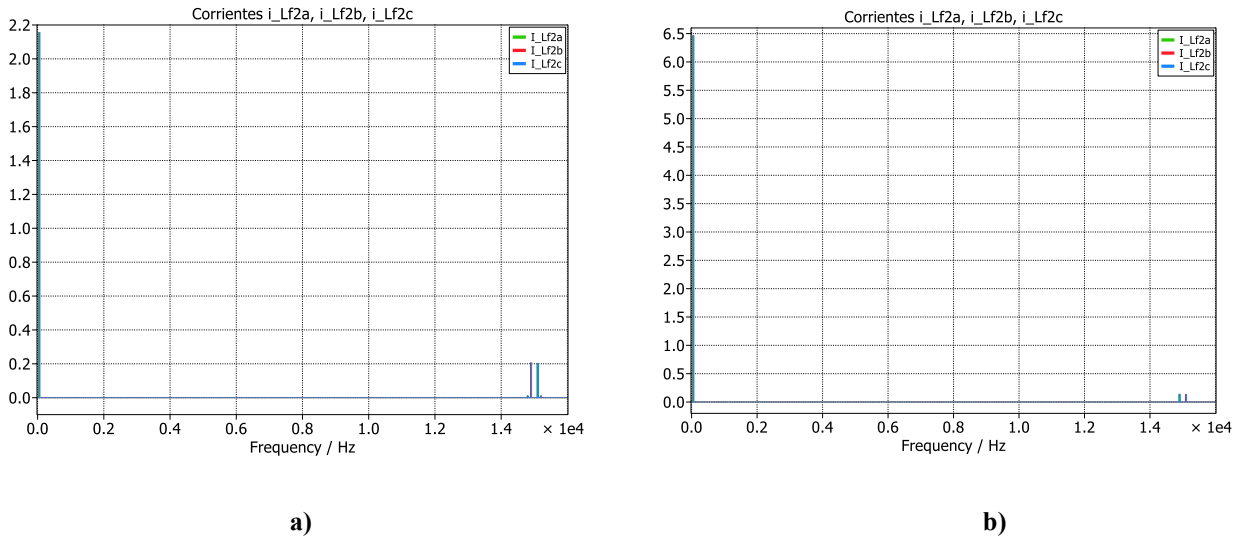


Fig. 5.11: Espectro de corrientes i_{Lf2}^{abc} para a) P_s de 1 [kW], y (b) P_s de 3 [kW].

Los resultados de las simulaciones mostradas desde la fig. 5.8 a la fig. 5.11 indican que la implementación de un L.C en el sistema permite alcanzar valores en estado estacionario más precisos y alineados con las señales de referencia proporcionadas al controlador. Este enfoque evalúa continuamente el error entre las referencias y las salidas del sistema en cada instante, facilitando ajuste más fino. Una sintonización adecuada del controlador no solo permite un seguimiento efectivo, también minimiza el sobrepaso, asegurando que las salidas del sistema i_s^q y v_o , junto con las demás variables de estado, alcancen el estado estacionario sin experimentar fluctuaciones drásticas en su comportamiento.

No obstante, a pesar de la simplicidad en el diseño y la ejecución de la estrategia de control PID, esta presenta limitaciones en la rapidez de respuesta al ajustar las salidas hacia el valor deseado. Esta lentitud es particularmente relevante en el control de voltaje y corriente, donde la inmediatez es crucial. Por ello, se propone investigar el comportamiento del sistema al aplicar un controlador predictivo basado en modelos (MPC), el cual anticipa el comportamiento futuro del sistema y ajusta proactivamente las salidas en función de cambios en las referencias. Este enfoque promete mejorar la eficiencia del control, permitiendo una respuesta más rápida y precisa a las variaciones en las condiciones del sistema.

5.3 Control Predictivo

El control MPC es un conjunto de métodos de control que hacen uso directo de un modelo de proceso para predecir su comportamiento futuro en un horizonte de tiempo determinado, con el objetivo de obtener la salida de control deseada. Con base en estas predicciones, el controlador calcula una secuencia óptima de acciones de control, minimizando la función de costo asociada a dicho proceso. El MPC opera en un ciclo de tres pasos principales: 1) La predicción, donde se utiliza un modelo matemático del sistema para predecir su comportamiento futuro en función de las entradas actuales y futuras. Este puede ser lineal, no lineal, de espacio de estados, de F.de.T's, etc. 2) La optimización, que calcula la secuencia óptima de acciones de control que minimizan la función de costo, respetando las restricciones del sistema. Se realiza en cada paso de tiempo, pero solo se aplica la primera acción de control calculada. Y 3), la actualización, luego de aplicar la primera acción de control, el sistema avanza un paso en el tiempo. Se mide o estima el nuevo estado del sistema, y el proceso se repite en el siguiente paso.

Este conjunto de métodos de control es ampliamente utilizado para controlar procesos industriales lentos como plantas químicas, reactores nucleares, la industria metalúrgica y, últimamente, se está usando en la industria de la robótica y la electrónica de potencia, a la par que se hacen diversos estudios e investigaciones para mejorar la aplicación de este método de control en estas áreas. La estructura básica de un MPC se compone de los siguientes elementos:

- 1) Modelo del sistema: Es la representación matemática del sistema dinámico. Puede ser lineal o no lineal, y se utiliza para predecir el comportamiento futuro.
- 2) Función de costo: Define los objetivos de control, como seguir una referencia, minimizar el consumo de energía o reducir las oscilaciones.
- 3) Restricciones: Incluyen límites en las entradas (acciones de control), salidas (variables controladas) y estados del sistema.
- 4) Algoritmo de optimización: Resuelve el problema de optimización en cada paso de tiempo.

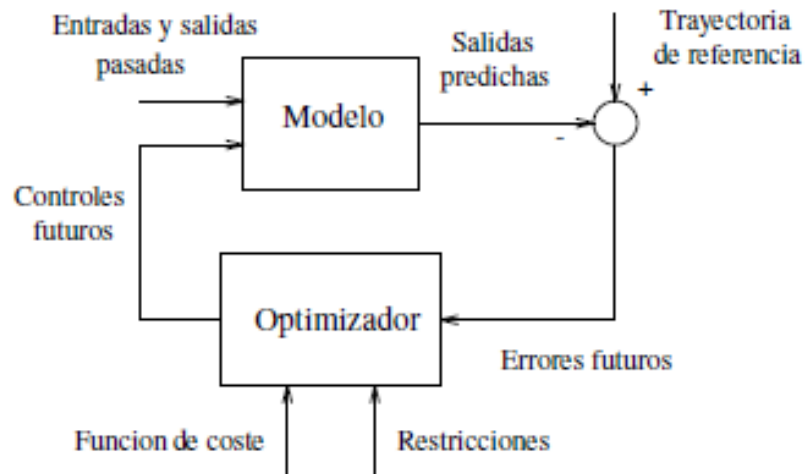


Fig. 5.12: Estructura Básica del MPC [16].

En la electrónica de potencia, el MPC se utiliza para controlar convertidores, inversores, rectificadores y otros dispositivos que gestionan la conversión y distribución de energía eléctrica. Las primeras aplicaciones del MPC en este campo se remontan en la década de los años 1980's, considerando sistemas de alta potencia con baja frecuencia de conmutación. Usar frecuencias de conmutación más altas no era posible debido al prolongado tiempo de cálculo requerido por el algoritmo de control, pero con el desarrollo de microprocesadores más rápidos y poderosos, el estudio y aplicación del MPC en la electrónica de potencia amentó exponencialmente en la década de los 2000's.

Como cualquier otra estrategia de control que se desea implementar en procesos de ingeniería, el MPC posee una serie de ventajas por sobre otras estrategias de control más simples, como también poseen desafíos a los que debe afrontar y mejorar dependiendo de la complejidad del proceso. Algunas de estas ventajas son:

- 1) **Manejo Explícito de Restricciones:** Una de las mayores ventajas del MPC es su capacidad para incorporar restricciones de manera directa en el diseño del controlador. En electrónica de potencia, esto es crucial debido a los límites físicos y operativos de los sistemas. Permite evitar sobrecorrientes y sobrevoltajes.

- 2) **Control Multivariable:** Los sistemas de electrónica de potencia suelen ser multivariables, es decir, tienen múltiples entradas y salidas que están acopladas entre sí. El MPC es ideal para este tipo de sistemas porque puede manejar simultáneamente varias variables de control.
- 3) **Flexibilidad en el Diseño del Control:** El MPC permite definir una función de costo personalizada que puede incluir múltiples objetivos de control. Esto proporciona una gran flexibilidad para adaptarse a diferentes aplicaciones, como el seguimiento de referencias, minimización de pérdidas energéticas y reducción de la THD en la corriente de entrada al sistema.
- 4) **Respuesta Dinámica Rápida:** El MPC es un controlador basado en predicciones, lo que le permite anticipar el comportamiento futuro del sistema y tomar acciones de control óptimas. Esto resulta en una respuesta dinámica rápida ante cambios en las referencias o perturbaciones externas.

Los mayores desafíos del MPC constan principalmente de su complejidad computacional, la dependencia del modelo y su sensibilidad al ruido en las mediciones. En cada paso de tiempo, el MPC debe resolver un problema de optimización, lo que puede ser costoso en términos de tiempo de cálculo. Es especialmente crítico en sistemas de electrónica de potencia, donde las frecuencias de conmutación suelen ser altas (del orden de kHz). Son muy dependientes del modelo del sistema, pues el rendimiento del MPC depende en gran medida de la precisión del modelo utilizado para predecir su comportamiento. Un modelo inexacto puede llevar a un control deficiente o incluso a la inestabilidad del sistema. Y también puede ser sensible a perturbaciones externas y ruido en las mediciones, lo que puede afectar su rendimiento. Para mitigar este problema se utilizan observadores de estados o Filtros de Kalman para estimar las variables no medidas o filtrar el ruido.

La naturaleza de este conjunto de métodos de control es inherentemente en tiempo discreto debido a su enfoque de optimización en pasos de tiempo específicos. El MPC predice el comportamiento futuro del sistema en un horizonte de tiempo finito, dividido en intervalos discretos. Este resuelve un problema de optimización en cada paso de tiempo, lo que requiere un marco discreto para manejar cálculos numéricos eficientes. Dado que inicialmente los sistemas dinámicos se modelan matemáticamente en tiempo continuo, es necesario discretizar las ecuaciones de estado del proceso en cuestión, por lo que se aplica la Aproximación de Euler, la cual se formula de la siguiente manera:

$$\frac{d}{dt}f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p}) = \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} \quad (5.1)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo del sistema en tiempo discreto.

A partir de esta información, se procede a diseñar un algoritmo de control predictivo para el Rectificador AFE que se ha estado estudiando en esta memoria de título, considerando las ecuaciones de estado obtenidas en el capítulo 4, pero pasándolas a su versión en tiempo discreto y usando las funciones de conmutación $\mathbf{s}_r^{abc} = [s_r^a \quad s_r^b \quad s_r^c]$ como salidas del algoritmo de control y entradas al circuito. Dada la complejidad que implica el modelado matemático del comportamiento futuro de las corrientes de red \mathbf{i}_s^{abc} , especialmente por la presencia del LCL en la etapa a.c del convertidor, las entradas del algoritmo de control serán las variables de estado dadas por $\mathbf{y}^{abc} = [\mathbf{i}_{Lf2}^{abc} \quad v_o]$, junto a sus respectivas referencias, de modo que se formule y optimice la función de costo que permite obtener los estados de conmutación del puente de IGBT's.

Se decidió modificar las variables de salida de control de \mathbf{i}_s^{abc} a \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} debido a la complejidad del modelado de las primeras corrientes, especialmente considerando que el algoritmo generará el vector de interruptores \mathbf{s}_r^{abc} y sus complementos. Como se indica en las ecuaciones de estado presentadas en el capítulo 4, las corrientes de red \mathbf{i}_s^{abc} no dependen directamente de los estados de conmutación del puente de IGBT's desde un punto de vista matemático; sin embargo, físicamente sí están interrelacionadas. Por lo tanto, se optó por cambiar las salidas a las corrientes que emergen del filtro LCL y que ingresan directamente al puente de transistores, es decir, a \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} , dado que este si tiene una relación tanto física como matemática con los switches, además que las simulaciones en lazo abierto y en lazo cerrado muestran que estas corrientes tienen la misma magnitud que \mathbf{i}_s^{abc} , solo que poseen un rizado mayor debido a f_{sw} .

Con esta información en consideración, se procede a modelar el algoritmo de control predictivo tal que sea capaz de arrojar buenos resultados en cuanto al seguimiento de referencias, velocidad de su respuesta dinámica y especialmente su capacidad para mantener el fp en valores cercanos a la unidad.

5.3.1 Modelación del rectificador AFE en tiempo discreto

El control predictivo basado en modelos (MPC) se clasifica en dos enfoques principales: el MPC con Conjunto de Control Continuo (CCS-MPC) y el MPC con Conjunto de Control Finito (FSC-MPC), siendo este último el más utilizado en aplicaciones de conversión de potencia debido a su compatibilidad con topologías de conmutación discreta. El FSC-MPC presenta tres características distintivas: (1) frecuencia de conmutación variable inherente, ya que los estados de conmutación se determinan mediante optimización en tiempo real; (2) eliminación de moduladores externos, pues genera directamente las señales de disparo de los semiconductores; y (3) ejecución de optimización *online* mediante un ciclo de predicción, evaluación y minimización de la función de costo en cada intervalo de muestreo. Esta última propiedad impone requisitos computacionales significativos, pero ofrece una respuesta dinámica superior.

Esta estrategia aprovecha la naturaleza discreta de los convertidores de potencia, donde un puente trifásico genera exactamente 8 estados de conmutación válidos. Mediante el modelo matemático del sistema, el algoritmo predice el comportamiento de las variables controladas para cada estado posible. La selección del estado óptimo se realiza mediante una función de costo que cuantifica el error entre las referencias y las variables predichas, considerando eventualmente restricciones adicionales como limitación de corriente o reducción de pérdidas. Este proceso requiere necesariamente la discretización precisa del modelo del sistema, típicamente mediante métodos como Euler hacia adelante o Transformada de Park-Clarke para garantizar la exactitud de las predicciones en el dominio digital. La eficacia del método depende críticamente de la adecuada formulación tanto del modelo predictivo como de la función de costo.

Para discretizar el sistema se vuelve necesario usar un criterio de muestreo que permita reconstruir la corriente original \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} , la cual en lazo abierto es sometida a una f_{sw} de 15 [kHz]. Para ello se utiliza el Criterio de Nyquist-Shannon, el cual establece que la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble de la frecuencia máxima de interés en el sistema. En este caso, la frecuencia de conmutación es de 15 [kHz]. Por lo tanto, la frecuencia de muestreo mínima teórica sería 30 [kHz]. Sin embargo, para asegurar una representación adecuada de la señal y evitar efectos de aliasing, se recomienda muestrear a una frecuencia mucho mayor que la frecuencia mínima. Un valor típico en aplicaciones de control de potencia es muestrear de 5 a 15 veces la frecuencia de Nyquist. Por ende,

para un óptimo muestreo de las variables de salida del sistema, se usa una frecuencia de muestreo de 200 [kHz]. Esto último implica que $T_s = 5[\mu\text{s}]$.

Con todo este análisis preliminar, se procede a diseñar el diagrama de flujo que permite dar una estructura al algoritmo del controlador, de modo que sea capaz de predecir los valores futuros de \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} generados a partir de sus versiones en los ejes dq, de modo que se pueda garantizar un factor de potencia unitario al imponer la restricción $i_{Lf2}^q = 0$ en todo momento de la operación del AFE. De este modo, el diagrama de flujo se ilustra en la siguiente figura:

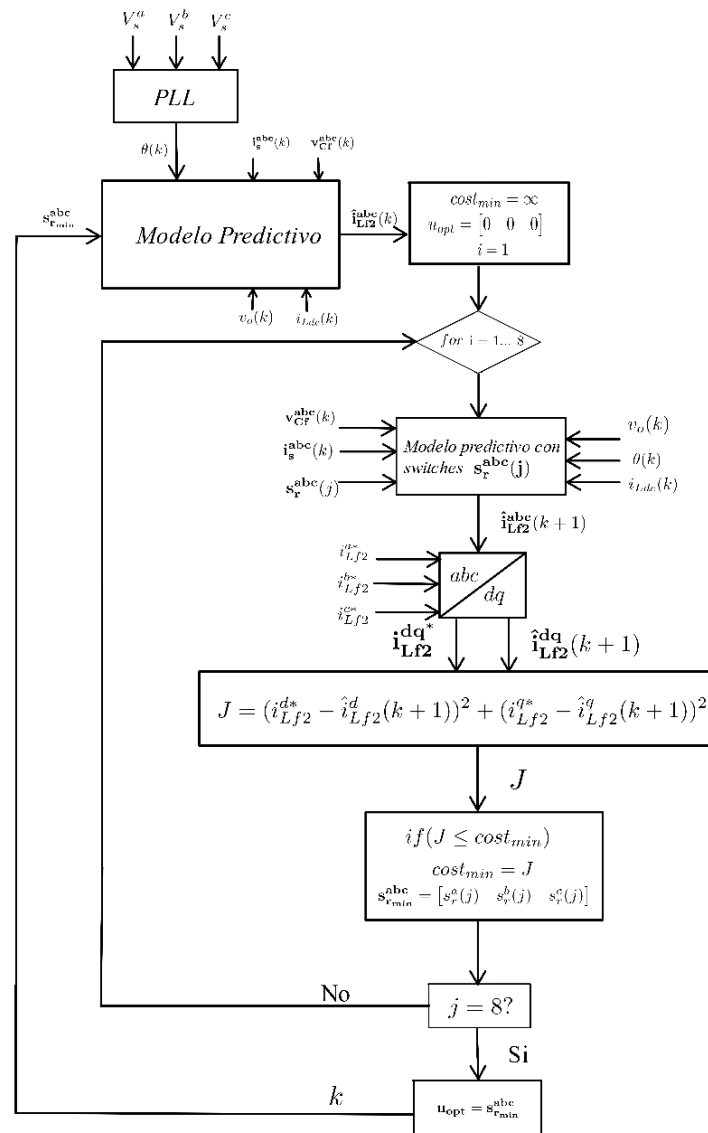


Fig. 5.13: Diagrama de flujo del FSC-MPC aplicado para el Rectificador AFE.

Una vez desarrollado el algoritmo de predicción que se pretende implementar, es fundamental diseñar el esquema de control del AFE para regular tanto el voltaje de salida v_o como la corriente i_{Lf2}^q . Para ello, se establece una referencia de corriente i_{Lf2}^{d*} utilizando un lazo de control PI, donde el error se calcula a partir de la diferencia entre v_o^* y v_o en cada ciclo de control. Adicionalmente, se ingresa un ángulo θ calculado mediante un PLL, utilizando los voltajes de la red \mathbf{V}_s^{abc} , lo que permite que la estrategia de control predictivo esté sincronizada con el sistema. Junto con la referencia de la corriente reactiva i_{Lf2}^{q*} , se lleva a cabo una Transformada de Park inversa, que permite calcular las referencias de corriente en el sistema de coordenadas abc . Estas referencias son luego introducidas en el algoritmo de control, el cual genera los pulsos de conmutación necesarios para optimizar el rendimiento del rectificador, tanto en su lado a.c como en su lado d.c. Este enfoque integral asegura que el sistema opere de manera eficiente y estable, mejorando la calidad de la energía entregada y la respuesta dinámica del convertidor. De este modo, el esquema de control viene dado de la siguiente forma:

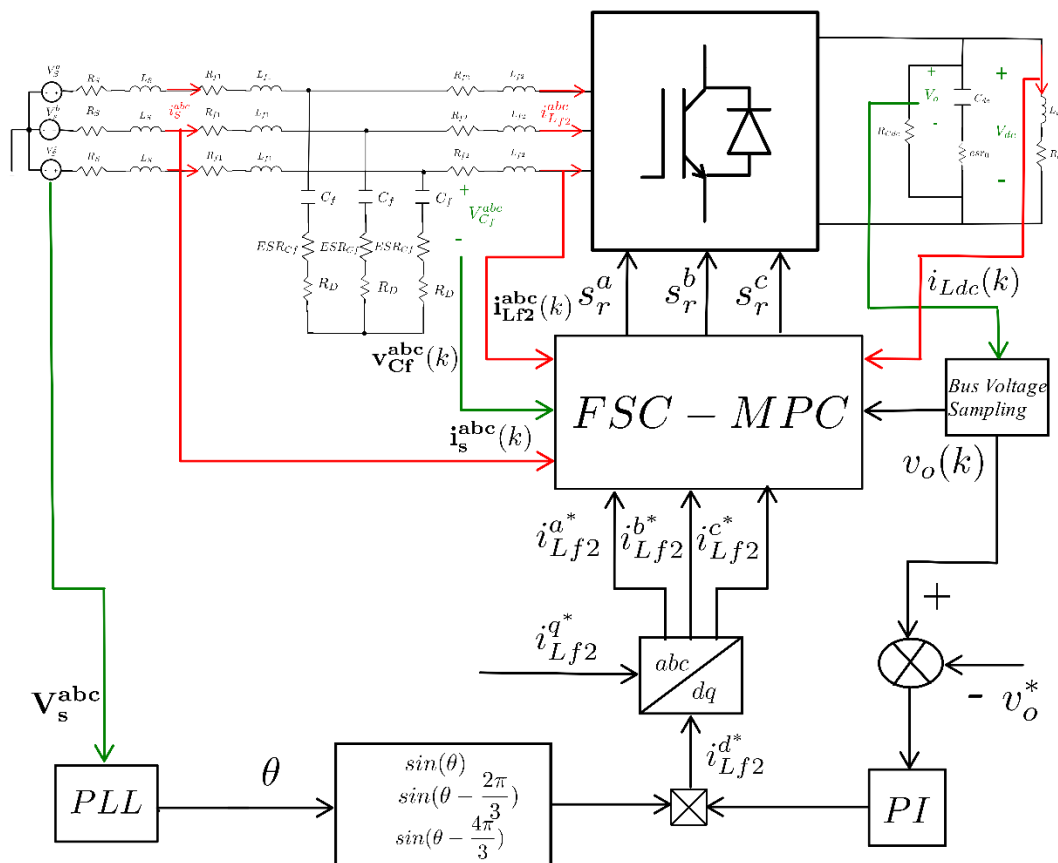


Fig. 5.14: Diagrama de Bloques del FSC-MPC para el rectificador AFE.

Se procede a discretizar las ecuaciones de estado (2.23) expuestas en el capítulo 2 de este informe, utilizando la aproximación de Euler (5.1). En este proceso, se sustituyen los términos de las moduladoras $\mathbf{m}_r^{\text{abc}}(t)$ por los interruptores del puente $\mathbf{s}_r^{\text{abc}}(t)$, dado que el objetivo del control es generar señales PWM que permitan convertir el flujo de energía de corriente alterna a corriente continua, manteniendo un factor de potencia unitario y un THD dentro de límites aceptables. Por lo tanto, al discretizar la expresión mencionada y desconsiderar el efecto de la resistencia parásita R_{Cf} en el capacitor, se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{L_{f2}}^{\text{abc}}(k+1) = & \frac{T_s \cdot (ESR_{Cf} + R_D)}{L_{f2}} \cdot \mathbf{i}_s^{\text{abc}}(k) + \left(1 - \frac{T_s \cdot (ESR_{Cf} + R_D + R_{f2})}{L_{f2}}\right) \cdot \mathbf{i}_{L_{f2}}^{\text{abc}}(k) + \frac{T_s}{L_{f2}} \cdot \mathbf{v}_{Cf}^{\text{abc}}(k) \\ & - \frac{T_s}{2 \cdot L_{f2}} \cdot \mathbf{s}_r^{\text{abc}}(k) \cdot \left(v_o(k) + \frac{esr_0 \cdot R_{Cdc}}{R_{Cdc} + esr_0} \left(\frac{1}{2} \mathbf{s}_r^{\text{abcT}}(k) \cdot \mathbf{i}_{L_{f2}}^{\text{abc}}(k) - i_{L_{dc}}(k) - \frac{1}{R_{Cdc}} v_o(k) \right) \right) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Finalmente, se procede a elaborar la función de costo tal que el controlador sea capaz de minimizar su resultado, y que como resultado de esa minimización se obtengan los switches ideales para este convertidor.

5.3.2 Función de Costo

Como se explica anteriormente, la función de costo en control predictivo es una herramienta utilizada para evaluar el rendimiento de un sistema de control. Su objetivo es cuantificar el "costo" asociado a diferentes acciones de control a lo largo del tiempo. Para ello, esta expresión matemática combina el error entre el comportamiento deseado de las salidas sistema y su comportamiento real junto a un esfuerzo de control, que puede incluir el uso de energía o las acciones necesarias para lograr el objetivo.

El controlador predictivo aplicado al convertidor debe ser capaz de minimizar esta función de costo al seleccionar las acciones de control más adecuadas para mantener un seguimiento óptimo del comportamiento deseado de este. El uso de una función de costo basada en diferencias cuadradas en controladores predictivos aplicados a la conversión de potencia eléctrica es fundamental debido a su capacidad para penalizar de manera eficiente las desviaciones entre los valores reales y los deseados de voltajes y corrientes. Este enfoque no solo favorece la convergencia del sistema hacia el estado

deseado, sino que también proporciona una solución suave y continua al problema de optimización, minimizando el riesgo de oscilaciones indeseadas en las señales de control. Además, la naturaleza cuadrática de la función de costo facilita la derivación analítica y la implementación computacional, lo que resulta en un rendimiento más estable y efectivo. La expresión general de la función de costo absoluta está dada por la siguiente sumatoria:

$$J = \sum_{k=0}^N (y^*(k) - y(k+1))^2 \quad (5.3)$$

donde:

- $y(k+1)$: Salida de predicción del sistema en el instante $k+1$.
- $y^*(k)$: Referencia deseada en el instante k .
- N : n° de muestras consideradas.

Para el Rectificador AFE, la función de costo en los ajes abc corresponde a la siguiente fórmula:

$$J = (i_{Lf2}^{a*} - i_{Lf2}^a(k+1))^2 + (i_{Lf2}^{b*} - i_{Lf2}^b(k+1))^2 + (i_{Lf2}^{c*} - i_{Lf2}^c(k+1))^2 \quad (5.4)$$

Sin embargo, dada la construcción del algoritmo, las salidas de control y sus valores de referencia se transforman en ejes dq para garantizar que el componente reactivo de las corrientes se mantenga en cero y así asegurar que el fp se mantenga unitario. De este modo, se tiene que:

$$J = (i_{Lf2}^{d*} - i_{Lf2}^d(k+1))^2 + (i_{Lf2}^{q*} - i_{Lf2}^q(k+1))^2 \quad (5.5)$$

En consecuencia, se implementa el algoritmo FCS-MPC en Simulink con el objetivo de garantizar que las variables controladas $\mathbf{y}^{abc} = [i_{Lf2}^{abc} \quad v_o]$ alcancen un seguimiento preciso de sus referencias, manteniendo un factor de potencia unitario y una THD mínima en las corrientes de entrada. Para reducir los requerimientos de hardware en la simulación, se emplea el Blockset de PLECS integrado en Simulink. Esta configuración permite implementar el modelo del rectificador en PLECS mientras que el sistema de control genera en Matlab las señales de conmutación que gobiernan el puente de IGBTs, estableciendo así un esquema de simulación eficiente.

5.3.3 Elaboración del Lazo Cerrado MPC en Simulink

Una vez que se haya hecho el estudio necesario con respecto al controlador FSC-MPC aplicado en convertidores de potencia y haber planteado el diagrama de flujo y el esquema de control que ilustra el funcionamiento de esta estrategia de control, se procede a elaborar en el entorno de simulación gráfica de Matlab el esquema de control mostrado en la figura 5.14 de este informe. De este modo, se obtiene el siguiente diagrama:

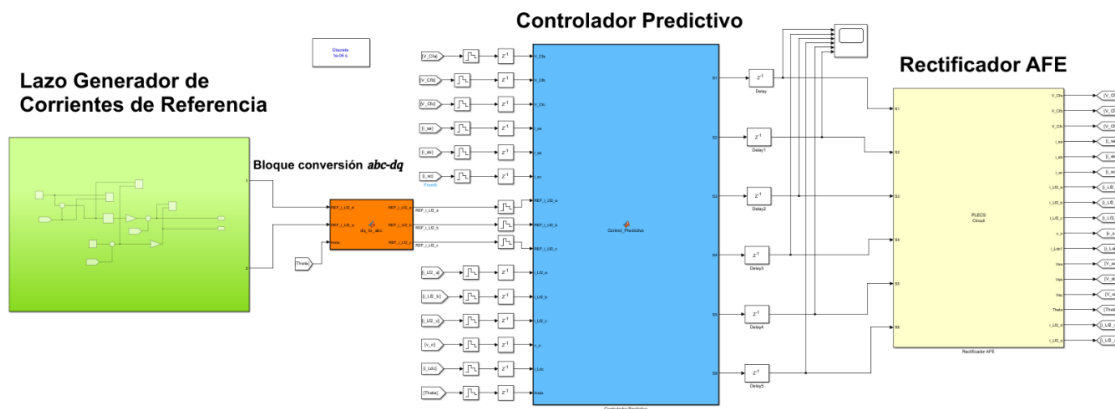


Fig. 5.15: Diagrama de Bloques del FSC-MPC en Simulink.

Dentro del subsistema llamado Lazo Generador de Corrientes de referencia se encuentra el lazo de control PI con el cual se controla el voltaje de enlace v_o y es posible generar la señal i_{Lf2}^{d*} , como también se encuentra dentro de ella la señal i_{Lf2}^{q*} , que entra directamente al bloque transformador de ejes dq-abc, para obtener finalmente las referencias de corriente i_{Lf2}^{abc*} .

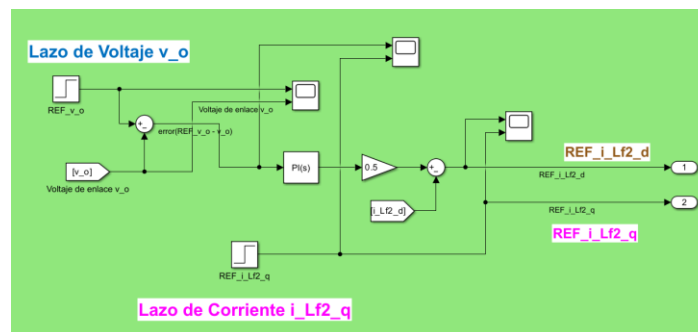


Fig. 5.16: Subsistema generador de señales i_{Lf2}^{dq*} .

Con respecto a los parámetros de simulación del sistema, estos se encuentran ordenados de la siguiente tabla:

Tabla 5.2:
Parámetros del rectificador AFE y del Controlador Predictivo

Parámetros del sistema									
L_s	5 [mH]	L_{f2}	5 [mH]	ESR_{Cf}	8.7 [Ω]	L_{dc}	15 [mH]	ω_s	314.159 [rad/s]
R_s	0.05 [Ω]	R_{f2}	0.1 [Ω]	C_{dc}	2 [mF]	R_{dc}	450 [Ω]		
L_{f1}	12.37 [mH]	C_f	1.096 [μ F]	esr_o	1 [m Ω]	T_s	5 [μ s]		
R_{f1}	0.1 [Ω]	R_D	20.112 [Ω]	$R_{C_{dc}}$	5 [M Ω]	f_s	50 [Hz]		

Así, es posible simular este FSC-MPC aplicado al AFE y comparar sus resultados con la estrategia de control anteriormente analizada.

5.3.4 Simulación y resultados

Con un tiempo de simulación de 10 segundos, dentro de los cuales el escalón de ocurre en el instante $t = 5$ [s], se han obtenido los siguientes resultados gráficos:

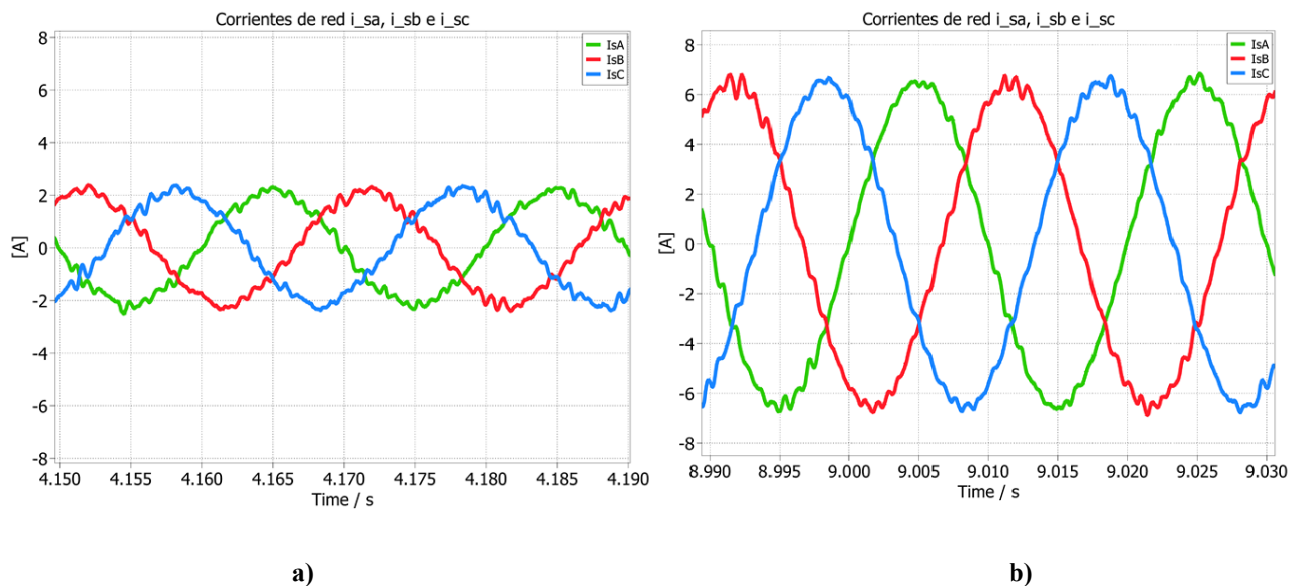


Fig. 5.17: Corrientes de la fuente i_s^{abc} en estado estacionario para (a) P_s de 1 [kW]; (b) P_s de 3 [kW].

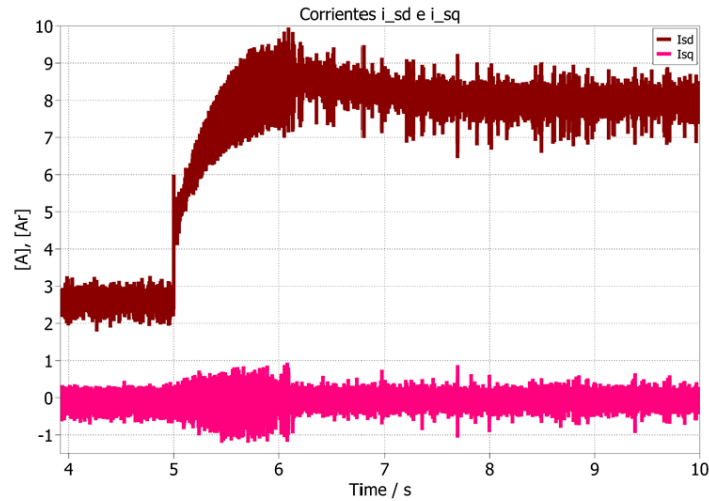


Fig. 5.18: Cambio en escalón de las corrientes i_s^{dq} al aplicar un cambio en v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V] el FSC-MPC, y manteniendo en cero a i_s^q .

Como puede observarse en la fig. 5.18, a diferencia del proceso anterior donde ocurre una etapa transitoria muy grande en i_s^q , en el caso del FSC-MPC no ocurre esto, al contrario, la única etapa transitoria que experimenta el sistema es la subida del valor de la corriente i_s^d , así como también cambia el valor de i_{Lf2}^d . Esto es gracias a la capacidad de anticipación y adaptabilidad que posee el controlador ante este tipo de eventos, permitiendo aplacar y llevar de mejor manera el componente reactivo del sistema y así poder proteger mejor sus componentes.

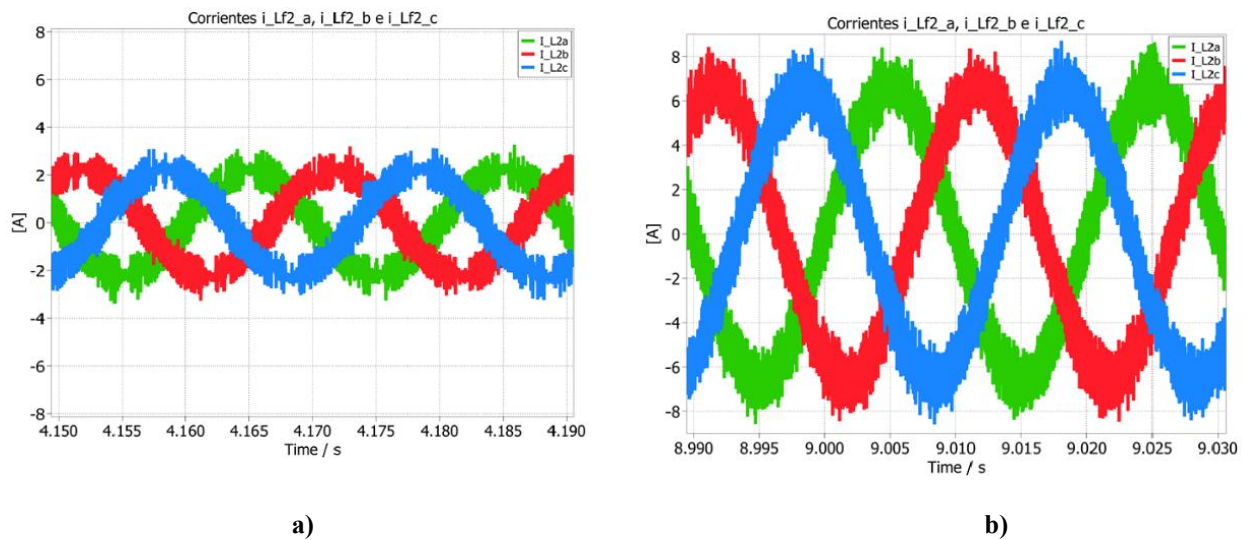


Fig. 5.19: Corrientes a la salida del filtro i_{Lf2}^{abc} en estado estacionario para (a) P_s de 1 [kW]; (b) P_s de 3 [kW].

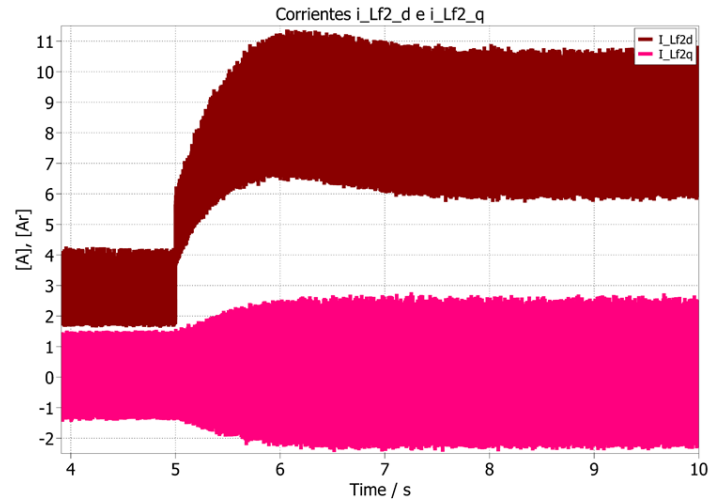


Fig. 5.20: Cambio en escalón de las corrientes i_{Lf2}^{dq} al aplicar un cambio en v_o de 670.963 [V] a 1162.0312 [V] en el FSC-MPC, y manteniendo en cero a i_{Lf2}^q .

De manera análoga la figura 5.20 ilustra un cambio en escalón mucho más contenido y suave en los valores de las corrientes i_{Lf2}^d e i_{Lf2}^q en comparación a la estrategia de control anterior, aunque con más ruido debido al switcheo de los IGBT's del puente rectificador.

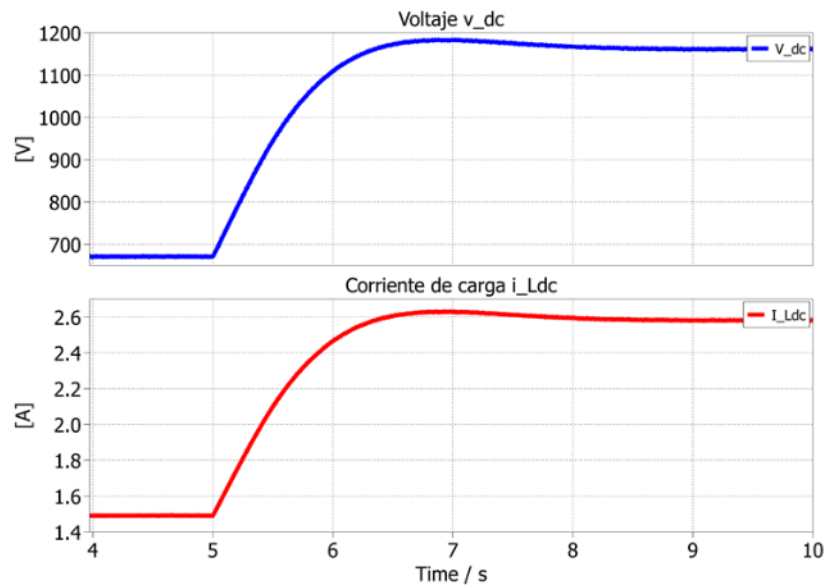


Fig. 5.21: Cambio en escalón percibido en voltaje de continua v_{dc} y en la corriente de carga i_{Ldc} .

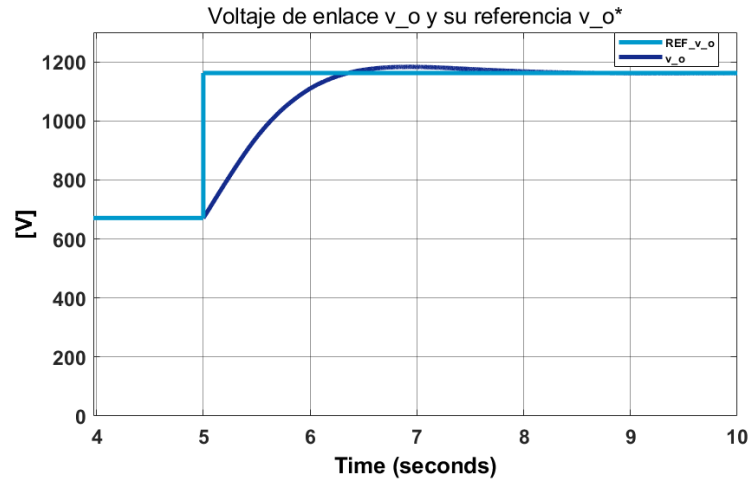


Fig. 5.22: Cambio en escalón del voltaje v_o con respecto a su señal de referencia v_o^* .

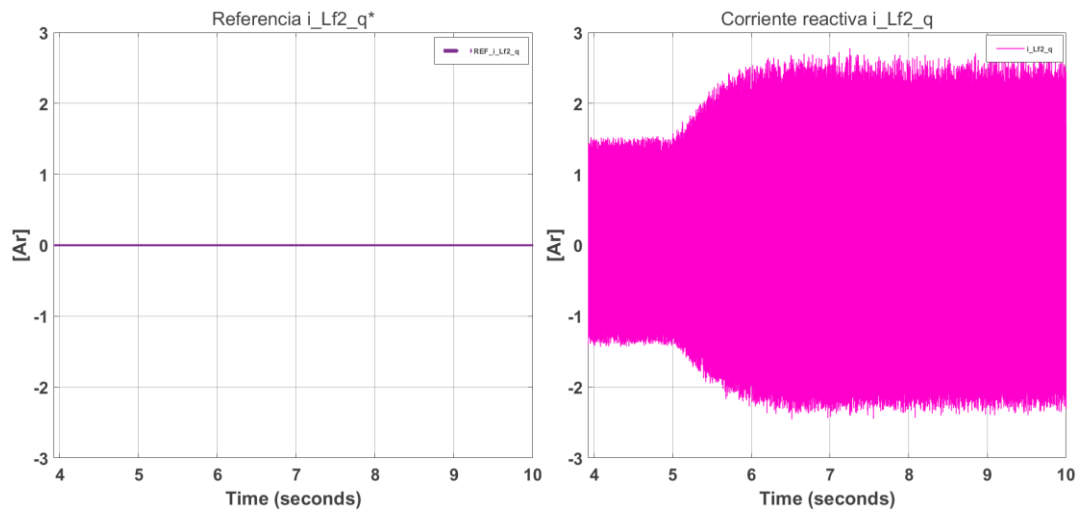


Fig. 5.23: Señal de referencia i_{Lf2}^{q*} y corriente reactiva a la salida del filtro i_{Lf2}^q .

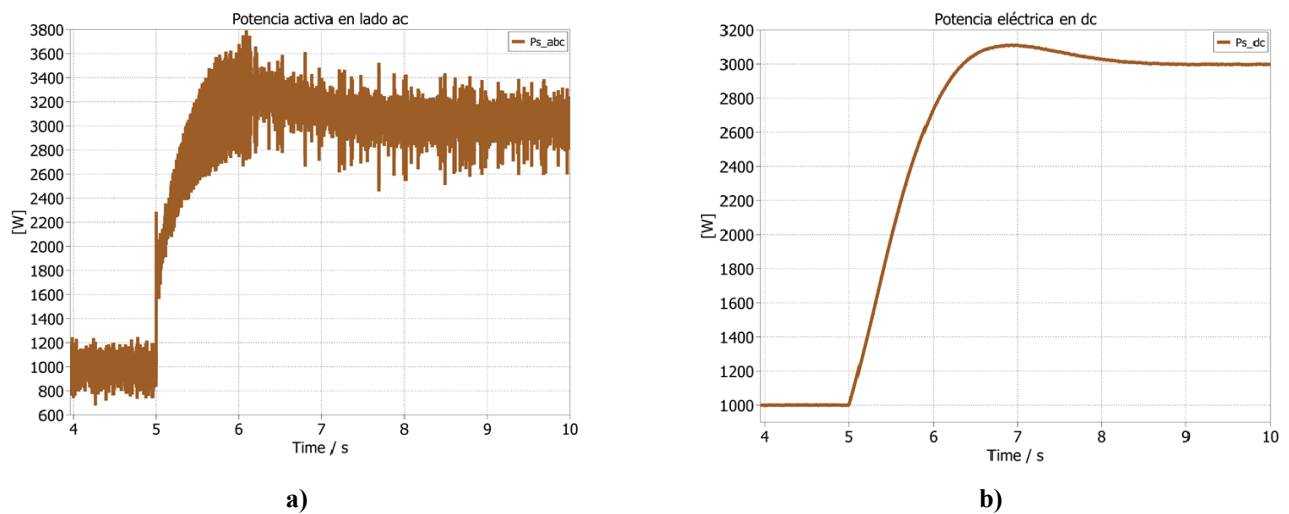


Fig. 5.24: a) Potencia activa P_s en el lado a.c del sistema, y b) Potencia eléctrica P_{dc} en el lado de continua.

De estos gráficos es posible notar que la dinámica de este controlador, con una buena sintonización del bloque PI para el lazo de v_o , es más rápida que la del controlador PID simple con desacoplador estático, pues llega al S.S en un menor tiempo, lo cual se demuestra en el tiempo total de simulación. La estrategia anterior demoraba entre veinticinco y treinta segundos en quedar en S.S, mientras que el FSC-MPC lo hace solo en diez. Además, las corrientes \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} muestran que el rizado y el THD generado por la frecuencia de switcheo es mayor a la de la estrategia anterior, pues f_{sw} no se mantiene fija, si no que es ajustada en cada paso de la simulación debido a la capacidad predictiva del FSC-MPC, y generan salidas de corriente y de tensión que están más apegadas a una operación real.

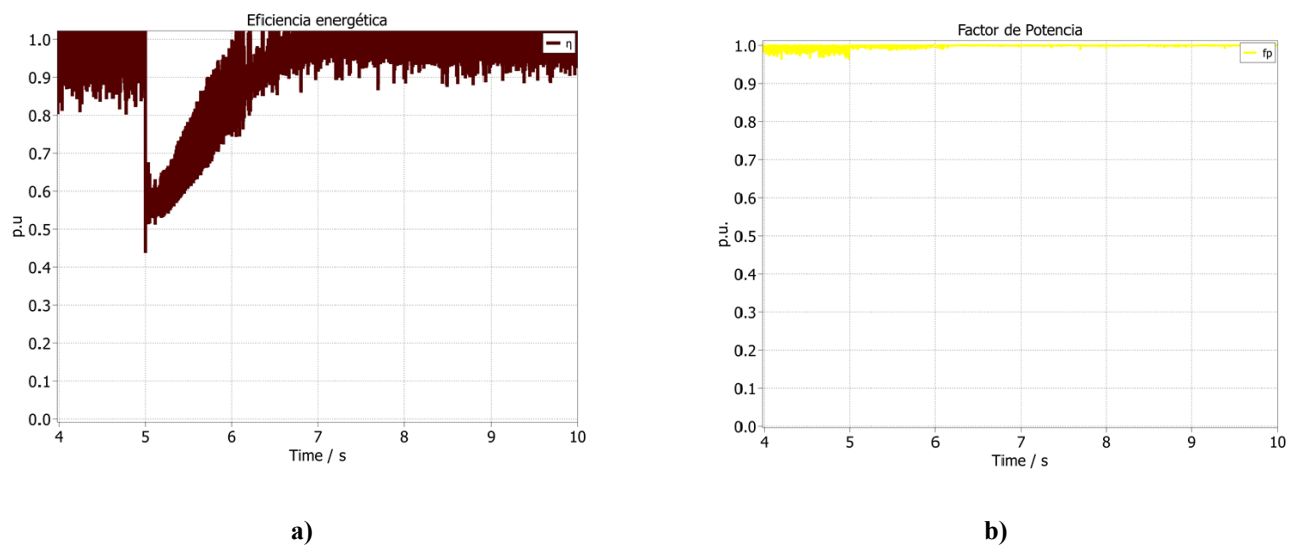


Fig. 5.25: a) Eficiencia energética del rectificador η , y b) Factor de potencia fp del sistema.

A partir de los gráficos presentados, desde la fig. 5.21 hasta la fig. 5.25, se puede observar una notable deficiencia en la eficiencia energética. Aunque esta eficiencia promedio alrededor del 99%, la considerable oscilación del coeficiente de eficiencia η durante la operación del convertidor impide un aprovechamiento óptimo y constante de la energía generada en la red. Esto se debe principalmente a la alta dependencia del algoritmo del controlador respecto al modelo matemático de los valores futuros de \mathbf{i}_{Lf2}^{abc} y al valor de T_s fijado. En aplicaciones reales, esta dependencia dificultaría su implementación sin incurrir en pérdidas energéticas significativas, a menos que se incorporen elementos de protección eléctrica en el sistema y se utilicen controladores de alto rendimiento que permitan establecer tiempos de muestreo extremadamente bajos.

En lo que respecta al fp , esta muestra un rendimiento notablemente superior en comparación con la operación del sistema en lazo abierto y con el controlador PID. Durante la etapa transitoria en la que el voltaje alcanza un nuevo valor asignado por el operador, el sistema no experimenta caídas significativas, evidenciando su capacidad para amortiguar dicha transición. Esta imperturbabilidad se atribuye a la naturaleza del control predictivo, que ajusta las variables de control de manera proactiva. De este modo, se asegura que el voltaje y la corriente se mantengan en fase, lo que permite que el factor de potencia se mantenga en condiciones unitarias a lo largo de toda la operación. Esta característica no solo optimiza el rendimiento del sistema, sino que también contribuye a reducir el desgaste de los materiales, mitigando las pérdidas de energía asociadas a variaciones en el factor de potencia.

Esta nula variación transitoria del factor de potencia del sistema se explica principalmente a que el desfase entre el voltaje y la corriente de red es prácticamente despreciable, por lo que las fluctuaciones gráficas que se observan en el fp se deben principalmente a la THD de i_s^{abc} , pues hay que recordar que para esta estrategia de control se manipuló i_{Lf2}^{abc} para simplificar el modelo predictivo del controlador, pero en esencia ambas corrientes poseen los mismos valores en toda la operación, solo que i_{Lf2}^{abc} posee un mayor ruido y rizado debido a que entra directamente al puente de transistores IGBT's.

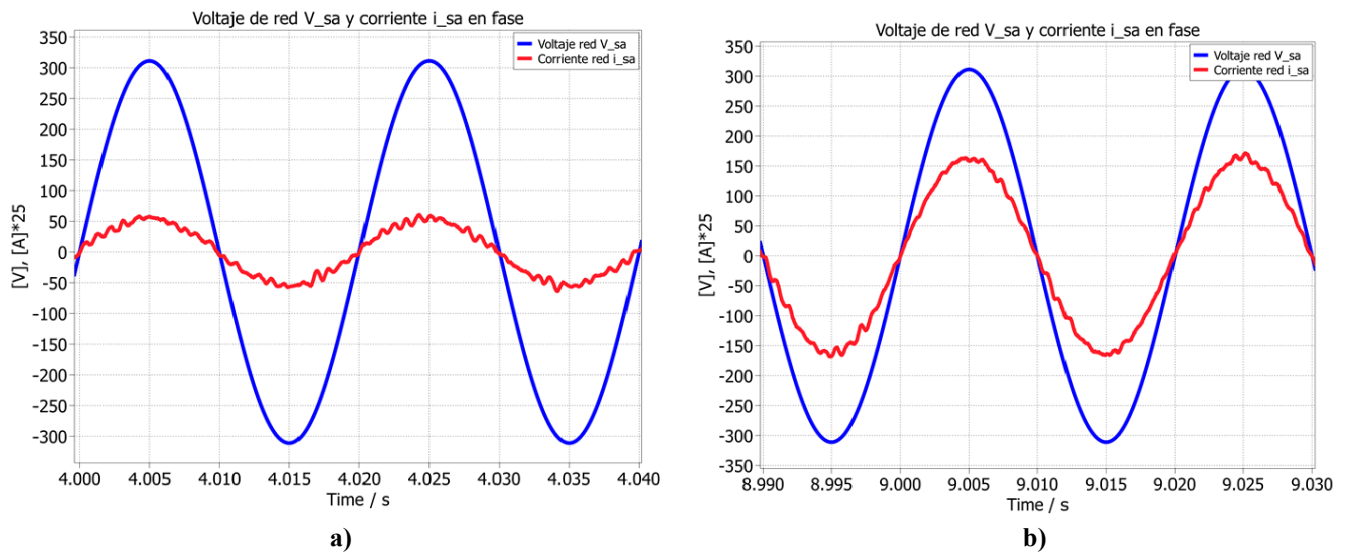


Fig. 5.26: Voltaje V_s^a y corriente i_s^a en fase para P_s de 1 [kW] (a) y P_s de 3 [kW] (b), simulando con FSC-MPC.

Corriente está multiplicada por 25 para mejor visibilidad.

Así, es posible analizar y confirmar las ventajas y desventajas que posee esta estrategia de control con respecto a la del Lazo PID simple con desacoplador estático. Entre las principales ventajas, podemos encontrar que: 1) El FSC-MPC posee una respuesta dinámica más rápida, siendo capaz de llegar al estado estacionario en tiempos más cortos. 2) El factor de potencia se mantiene unitario y casi imperturbable durante toda la operación del AFE. 3) Ajusta en cada instante la f_{sw} de acuerdo con el modelo predictivo puesto en el algoritmo de control y al T_s ajustado por el operador. Sin embargo, no es una estrategia de control perfecta, pues sus principales defectos consisten en: 1) Es muy dependiente del modelo dinámico del sistema y del T_s que se decide imponer de acuerdo con el criterio que se elija. 2) Es complejo de diseñar, pues requiere un mayor grado de análisis fenomenológico del convertidor y de comprensión del funcionamiento del MPC y de la optimización de la función de costo J . 3) presenta una distorsión armónica total mayor que en su operación en lazo abierto como también con el lazo PID simple con desacoplador estático, pues se debe a que el tiempo de muestreo fijado determina también el rango de valores en los que se va a mover la frecuencia de switcheo de los IGBT's, y para el caso de $T_s = 5[\mu s]$, f_s toma valores en torno a los 9 [kHz] y los 20 [kHz], mientras que en la estrategia anterior, esta se fija únicamente en 15 [kHz], lo que nos lleva a la última desventaja. Y 4), Los equipos y controladores actuales que pueden ejecutar procesos de conversión de energía eléctrica usando control predictivo apenas pueden muestrear señales y flujos de corriente y voltaje en torno a los 20 [μs] y los 50 [μs], por lo que se necesitaría un muy alto requerimiento de hardware en controladores para poder implementar físicamente esta estrategia de control en el rectificador AFE sin que se vea comprometida tanto la eficiencia energética como el factor de potencia y la THD del sistema.

El análisis anterior puede ilustrarse de manera gráfica a través del espectro de las corrientes i_{Lf2}^{abc} , pues en la figura 5.27 se muestra que la frecuencia de switcheo no está fijada en torno a un único valor en el que se van abriendo y cerrando los IGBT's a diferencia de la estrategia anterior:

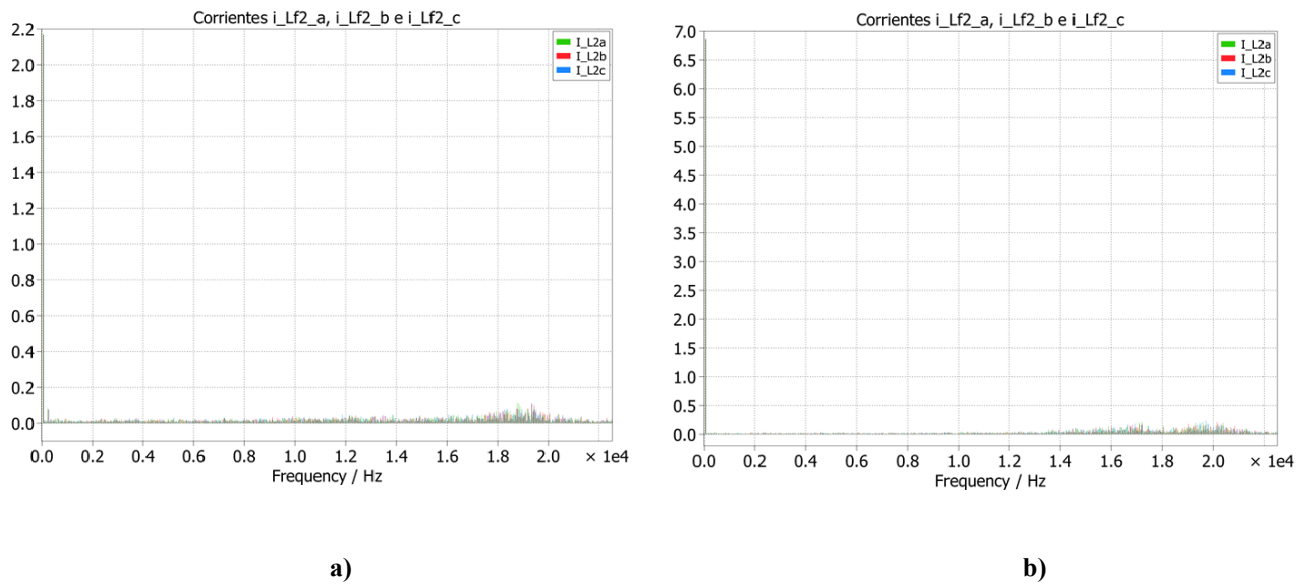


Fig. 5.27: Espectro de corrientes i_{Lf2}^{abc} en un rango de entre 0 y 22 [kHz] usando controlador FSC-MPC para a) P_s de 1 [kW], y (b) P_s de 3 [kW].

5.4 Discusión

Durante el capítulo 7 de este informe, se realiza un análisis y simulación de dos estrategias de control en lazo cerrado aplicadas al rectificador AFE con filtro LCL: el control PID con desacoplador estático y el Control Predictivo Basado en Modelos (MPC). Estas metodologías son relevantes para optimizar la conversión de energía y el control de calidad del suministro eléctrico. Los resultados muestran mejoras significativas en el funcionamiento del sistema, permitiendo un estado estacionario más preciso y un seguimiento efectivo de las señales de referencia, lo cual es crucial en aplicaciones como la carga de vehículos eléctricos.

El control PID con desacoplador estático demuestra eficacia para estabilizar el sistema y mejorar el factor de potencia en comparación con la operación en lazo abierto. Su diseño sencillo facilita la implementación en sistemas existentes, haciéndolo atractivo para aplicaciones industriales. Sin embargo, presenta limitaciones en su respuesta ante transitorios y su capacidad para manejar perturbaciones complejas, lo que puede afectar su rendimiento en condiciones variables. En contraste, el MPC mostró un rendimiento superior en dinámica de respuesta y anticipación a cambios, siendo eficaz en la reducción de la etapa transitoria de la corriente reactiva.

Ambas estrategias de control en lazo cerrado resultan efectivas para optimizar el desempeño del rectificador AFE en comparación con la operación en lazo abierto. El control PID es más sencillo de implementar y adecuado para aplicaciones menos dinámicas, mientras que el MPC se destaca por su control preciso del factor de potencia y rendimiento dinámico. No obstante, las desventajas del MPC, como su complejidad, dependencia de un modelo preciso y el aumento en la distorsión armónica total (THD), deben ser consideradas. La elección entre estas metodologías debe basarse en los requerimientos específicos de cada aplicación, equilibrando la complejidad del control, el rendimiento deseado y los costos asociados.

Capítulo 6: Conclusiones

6.1 Sumario

En este trabajo de memoria de título, se realiza una exhaustiva revisión bibliográfica sobre los rectificadores de frente activo y el análisis y diseño de filtros pasivos LCL. Este estudio se estructura en tres secciones principales: la red alterna trifásica con el filtro LCL, el puente rectificador trifásico compuesto por transistores IGBT, y la sección en corriente continua, que incluye un condensador de filtro junto con una carga resistiva-inductiva. Se formula un modelo matemático dinámico utilizando las Leyes de Kirchhoff, lo que permite obtener las ecuaciones de estado del sistema en los ejes abc . Para simplificar el análisis, se aplicó la Transformada de Park, lo que facilita la obtención del modelo dinámico en los ejes dq . Una vez obtenidas las ecuaciones de estado, se procede a analizar el filtro LCL en el plano de Laplace, donde se determinó su F.de.T, tomando como variable de entrada el voltaje de la red y como salida la corriente que fluye a través del segundo inductor del filtro. A partir de este análisis, se obtuvieron los parámetros del filtro y se grafica su respuesta en frecuencia, comparando su comportamiento con y sin la presencia de R_D . También se calcularon las moduladoras y los puntos de operación de las variables de estado en S.S para una potencia activa de 1 [kW], con un voltaje de 220 [V_{RMS}] y un fp unitario. En el entorno de simulación PLECS, se construye el modelo del rectificador AFE con filtro LCL, especificando los parámetros y el tiempo de simulación del sistema, lo que permitió obtener los resultados gráficos finales del sistema en L.A. Durante el semestre 2024-2, se continuó con la corrección y perfeccionamiento del modelo dinámico del Rectificador AFE. Se analizó el comportamiento del sistema en lazo abierto al someterlo a una entrada a escalón, observando cómo el circuito pasaba de generar 1 kW a 3 kW en un instante determinado. Además, se estudió su respuesta al aplicar un cambio en escalón en un lazo cerrado de control, evaluando dos estrategias: el Control PID con desacoplamiento estático y el Control Predictivo basado en Modelos. Durante las últimas semanas del semestre 2024-2 y los primeros tres meses del semestre 2025-1, se investigó y modeló un algoritmo de FSC-MPC aplicado a convertidores de potencia, específicamente al rectificador AFE. Este algoritmo se desarrolló en Matlab y se simula en el entorno gráfico de Simulink, utilizando el Blockset de PLECS para integrar el rectificador ya simulado con las otras estrategias de control. Finalmente, se compara el rendimiento de ambas estrategias, lo que permite seleccionar la mejor opción conforme a los requerimientos y estándares establecidos tanto por los operadores como por el propio convertidor.

6.2 Conclusiones

1. El análisis y modelado del rectificador AFE con filtro LCL son esenciales para su diseño y control, ya que permiten abordar complejidades que a menudo son pasadas por alto en la literatura existente. Esta investigación abarca el desarrollo de un modelo matemático dinámico en los ejes abc y dq, identificando componentes clave como la red alterna trifásica, el puente rectificador IGBT y la sección de corriente continua que incluye un condensador y una carga. El diseño del filtro LCL se enfocó en atenuar armónicos, suprimir el rizado de corriente y asegurar un factor de potencia unitario, siendo crucial también la inclusión de un amortiguamiento pasivo para mitigar resonancias. Las simulaciones en lazo abierto validaron la eficiencia del modelo y el diseño del filtro, aunque se identificaron variaciones en la resistencia de carga que pueden afectar negativamente el rendimiento del sistema.
2. La implementación del Control PID con desacoplador estático, basado en un modelo linealizado, optimiza el seguimiento de referencias y gestiona las interacciones entre variables, mejorando así el rendimiento en estado estacionario. Las simulaciones demostraron que este enfoque permite alcanzar valores de estado estacionario con mayor precisión que en lazo abierto, manteniendo un factor de potencia unitario. Sin embargo, el controlador mostró limitaciones en su respuesta dinámica ante cambios bruscos en la carga, lo que sugiere la necesidad de un enfoque más robusto.
3. El Control Predictivo Basado en Modelos (FSC-MPC) se muestra como una alternativa prometedora, ofreciendo una respuesta dinámica superior y un mejor manejo del factor de potencia ante perturbaciones en comparación con el Control PID. Se simuló el FSC-MPC adaptando el modelo predictivo a las variables de corriente del filtro, lo que resulta en una respuesta más rápida y eficaz durante condiciones transitorias. A pesar de estas ventajas, el FSC-MPC presentó oscilaciones en la eficiencia energética y mayores requerimientos computacionales y de diseño. Por lo tanto, la elección entre PID y MPC debe considerar los requisitos específicos de la aplicación, equilibrando la necesidad de una respuesta dinámica rápida con las limitaciones de costo y complejidad. Se sugiere continuar investigando otras estrategias de control que puedan ofrecer un rendimiento dinámico similar al MPC con menores exigencias de implementación.

6.3 Trabajos Futuros

Para trabajos futuros en relación con este tema, se pretende analizar y aplicar diversas estrategias de control en L.C que garanticen una respuesta transitoria y estacionaria estables, robustas, suaves y con un mínimo de ripple y distorsión armónica en ambos lados del convertidor. En particular, se propone el desarrollo de un controlador robusto basado en la técnica de Regulación de Estado Cuadrático (LQR) y un Controlador de Lógica Difusa (Fuzzy Logic) aplicados a convertidores de potencia. Estas metodologías no solo permitirán optimizar el desempeño del sistema, sino que también facilitarán la adaptación a condiciones operativas variables y a perturbaciones externas. Para evaluar la efectividad de estas estrategias, se compararán los resultados obtenidos tanto por las variables de estado como por las salidas del sistema, correspondientes a la tensión de salida v_o y a la corriente de red i_s^q , asegurando así un análisis exhaustivo del rendimiento del sistema.

Además, se busca implementar físicamente ambos controladores en un prototipo de laboratorio, lo que permitirá obtener resultados más realistas y aplicar técnicas de validación experimental sobre el rendimiento de estos en el rectificador AFE con filtro LCL. Esta etapa es crucial, ya que la simulación puede no capturar todos los fenómenos dinámicos y las interacciones no lineales presentes en un entorno real. A través de pruebas prácticas, se podrá evaluar la robustez de los controladores bajo diferentes condiciones de carga y perturbaciones, así como su efectividad en la mejora de la calidad de la energía y la estabilidad del sistema.

Finalmente, también se propone analizar y simular las mismas estrategias de control expuestas en este informe en otros convertidores de potencia, tales como Inversores de Voltaje (VSI), Compensadores de Potencia Activa Unificados (UPQC), Transformadores Híbridos y Ciclo Convertidores. Esta extensión del estudio permitirá explorar el impacto de las estrategias de control en un rango más amplio de aplicaciones de electrónica de potencia, facilitando la transferencia de conocimientos y la implementación de soluciones innovadoras en diversas configuraciones de sistemas eléctricos. Al hacerlo, se espera contribuir significativamente al campo de la electrónica de potencia, abordando tanto los desafíos actuales como las necesidades futuras de la industria, y promoviendo un desarrollo sostenible en el uso de la energía eléctrica.

Bibliografía

- [1] D. D. Campo Ossa, H. Vásquez Palacios y J. E. Quintero Calvache, “Análisis y simulación de un rectificador trifásico controlado Active Front End (AFE)”, *Rev. Ing. Univ. Medellin*, vol. 14, n.º 27, pp. 257–272, 2015.
- [2] Y. Kim y H. Kim, “Optimal design of LCL filter in grid-connected inverters”, *IET Power Electron.*, vol. 12, n.º 7, pp. 1774–1782, junio de 2019.
- [3] A. Villa Manrique, “Estudio del Filtro LCL aplicado a Inversores Fotovoltaicos”, Proyecto Final de Carrera, Univ. Carlos III Madr., Leganés, 2011.
- [4] L. Wei, Y. Patel and C. S. N. Murthy, "Active front end rectifier design trade-off between PWM and direct power control method," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 1015-1021, doi: 10.1109/ECCE.2014.6953510
- [5] Biying Ren, Xiangdong Sun, Shaoliang An, Xiangui Cao and Qi Zhang, "Analysis and design of an LCL filter for the three-level grid-connected inverter," *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Harbin, China, 2012.
- [6] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz y M. Kazmierkowski, “Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n.º 5, pp. 2516–2523, septiembre de 2008.
- [7] M. Liserre, F. Blaabjerg y S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier”, *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol. 41, n.º 5, pp. 1281–1291, septiembre de 2005
- [8] A. Banerji, A. Patil, S. Patil, A. Pakhare and R. T. Ugale, "Design, Analysis and Fast Tuning of Active Front End Rectifier Controller with Comparative Performance Evaluation," *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Jaipur, India, 2022
- [9] C. A. Becerra y J. C. Villamizar. “Diseño e implementación de filtro LCL para aplicaciones de micro/mini generación de energía”. Repositorio Institucional de la Universidad Pontificia Bolivariana. Accedido el 8 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible: <https://repository.upb.edu.co/handle/20.500.11912/7206>.

- [10] B. Fan, Q. Zhang, Z. Zhao y S. Gu, "The PWM rectifier with LCL filter direct power control based on power damping feedback", *J. Vibroeng.*, vol. 23, n.º 2, pp. 471–483, enero de 2021.
- [11] Apuntes Convertidores Estáticos Multinivel del Prof. José Espinoza., agosto 2023.
- [12] R. N. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre and C. L. Bak, "Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2083-2098, March 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2441299.
- [13] C. A. Saavedra Barría, "Simulación de Estrategias de Control Predictivo para un Convertidor de Frente Activo", Trabajo de titulación presentado en conformidad a los requisitos para obtener el título de Ingeniero Civil en Electricidad con mención en Electrónica Industrial, Univ. Magallanes, Punta Arenas, 2017.
- [14] L. M. Landaeta Novoa, "Control Robusto de un UPQC Trifásico", Informe de Memoria de Título para optar al título de Ingeniero Civil Electrónico, Univ. Concepción, Concepción, 2006.
- [15] N. Arab, B. Kedjar and K. Al-Haddad, "D-Q frame optimal control of single phase grid connected inverter with LCL filter," *2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, Ottawa, ON, Canada, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/EPEC.2016.7771735.
- [16] E. F. Camacho y C. Bordons, "CONTROL PREDICTIVO: PASADO, PRESENTE Y FUTURO", *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Ind.*, vol. 1, n.º 3, p. 24, octubre de 2004
- [17] J. MARTÍNEZ-LENDECH, J. GÓMEZ-AGIS, D. MARTÍNEZ-MARTÍNEZ y C. VARGAS-AYUSO, "Análisis de factor de potencia en variadores de velocidad conectados a un sistema eléctrico", *Rev. Ing. Electr.*, vol. 1, n.º 1, p. 7, junio de 2017.
- [18] D. Romero R, D. del Puerto-Flores y P. Zúñiga H, "DISEÑO DE UN CONTROLADOR LINEAL CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO PARA EL FLUJO DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA EN UN CONVERTIDOR DE RED CON FILTRO LCL", *e-Gnosis [Online]*, vol. 18, n.º 8, 2020, art. n.º 8.
- [19] M. Bierhoff, J. R. Espinoza C., M. I. Gonzalez V. and R. Soliman, "Demystification of Active Damping Design for Three Phase LCL Filters," *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Melbourne, VIC, Australia, 2019, pp. 1411-1416, doi: 10.1109/ICIT.2019.8754967.

- [20] M. Bierhoff, R. Soliman and J. R. Espinoza C, "Analysis and Design of Grid-Tied Inverter With LCL Filter," in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 1, pp. 161-169, 2020, doi: 10.1109/OJPEL.2020.2995105
- [21] M. Bierhoff, J. R. E. C, M. I. G. V and R. Soliman, "A Simple and Effective Active Damping Design for Three Phase LCL Filters," *2018 AEIT International Annual Conference*, Bari, Italy, 2018, pp. 1-6, doi: 10.23919/AEIT.2018.8577276.
- [22] Apuntes Control Multivariable del Prof. José Espinoza., marzo 2024.
- [23] Surasak Nuilers and B. Neammanee, "Control performance of active damp LCL filter of three phase PWM boost rectifier," *ECTI-CON2010: The 2010 ECTI International Confernce on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, Chiang Mai, Thailand, 2010, pp. 259-263.
- [24] S. Sen, K. Yenduri and P. Sensarma, "Step-by-step design and control of LCL filter based three phase grid-connected inverter," *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Busan, Korea (South), 2014, pp. 503-508, doi: 10.1109/ICIT.2014.6894991.
- [25] M. Parvez, S. Mekhilef, N. M. L. Tan and H. Akagi, "An improved active-front-end rectifier using model predictive control," *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, USA, 2015, pp. 122-127, doi: 10.1109/APEC.2015.7104341.
- [26] I. Ben Ali, M. W. Naouar y E. Monmasson, "Design of an active front-end rectifier controller with an accurate estimation for the dynamic of its deadbeat current control loop", *SN Appl. Sci.*, vol. 2, n.º 6, mayo de 2020.
- [27] Q. Cao, J. Zhang, H. Chang and G. Tian, "Model Predictive Control of Three-Phase Rectifier for Electric Vehicle Charging," *2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Jinan, China, 2021, pp. 915-920, doi: 10.1109/PRECEDE51386.2021.9680992.
- [28] Alhasheem, M.; Blaabjerg, F.; Davari, P. Performance Assessment of Grid Forming Converters Using Different Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) Algorithms. *Appl. Sci.* 2019, 9, 3513. <https://doi.org/10.3390/app9173513>.
- [29] L. Wang, *Model Predictive Control system design and implementation using MATLAB®*. Springer Science & Business Media, 2009.

- [30] Learn MATLAB Simulink. MODEL PREDICTIVE CONTROL OF PMSM. (22 de noviembre de 2023). Accedido el 21 de marzo de 2025. [Video en línea]. Disponible: <https://www.youtube.com/watch?v=c6gLuwrrDeg>
- [31] Página personal del Prof. José R. Espinoza C., <http://www2.udec.cl/jose.espinoza/>.

Anexo A. Transformación en ejes abc-dq0

A.1 Transformación

La transformación de Park de un sistema de ecuaciones para un convertidor trifásico de ejes abc a ejes dq o dq0 consiste en una técnica matemática para simplificar y/o reducir un sistema de ecuaciones de estados al convertir valores trifásicos ‘abc’ variables sinusoidalmente en el tiempo a valores constantes ‘dq0’ en régimen permanente. Esta transformación es eléctricamente válida porque las potencias activa, reactiva, aparente y el factor de potencia se mantienen igual que cuando se calculan para un sistema en ejes abc.

Esta transformación se lleva a cabo mediante la matriz de transformación siguiente:}

$$T_{abc-dq0}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (A.1)$$

Nótese que a partir de un sistema de tres variables se obtiene otro equivalente de sólo dos, debido que, al considerar balanceado al sistema trifásico, el valor de la componente 0 de la transformación es igual a cero, quedando finalmente en:

$$T_{abc-dq}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (A.2)$$

A partir de la diferenciación de esta matriz, y aplicando las reglas de su transpuesta, e inversa, se llega a la siguiente matriz W dada por:

$$T_{abc-dq}(t) \cdot \left(\frac{d}{dt} T_{dq-abc}(t) \right) = W = \begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix} \quad (A.3)$$

Anexo B. Tabla de ESR's típicas de Condensadores

El siguiente anexo consta de una tabla de valores típicos de resistencias en serie equivalentes para condensadores electrolíticos, los cuales están descritos para diferentes capacitancias y voltajes que pueden soportar:

This is rough guide only. The following table shows typical values of ESR for a range of difference capacitance and voltage rating.

Capacitance	Rated Voltage										
	10V	16V	25V	35V	50v	63V	100V	160V	250V	350V	450V
1 μ F				2.4	4.5	4.5	8.5	8.5	8.7	8.5	3.6
2.2 μ F			2	2.4	4.5	4.5	2.3	4	6.1	4.2	3.6
3.3 μ F			2	2.3	4.7	4.5	2.2	3.1	4.6	1.6	3.3
4.7 μ F			2	2.2	3	3.8	2	3	3.5	1.6	5.65
10 μ F		8	5.3	2.2	1.6	1.9	2	1.2	1.4	1.2	6.5
22 μ F	5.4	3.6	1.5	1.5	0.8	0.9	1.5	1.1	0.7	1.1	1.5
33 μ F	4.6	2	1.2	1.2	0.6	0.8	1.2	1	0.5	1.1	
47 μ F	2.2	1	0.9	0.7	0.5	0.6	0.7	0.5	0.4	1.1	
100 μ F	1.2	0.7	0.3	0.3	0.3	0.4	0.15	0.3	0.2		
220 μ F	0.6	0.3	0.25	0.2	0.2	0.1	0.1	0.2	0.2		
330 μ F	0.24	0.2	0.25	0.1	0.2	0.1	0.1	0.2	0.2		
470 μ F	0.24	0.18	0.12	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.15		
1000 μ F	0.12	0.15	0.08	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1		
2200 μ F	0.09	0.07	0.06	0.05	0.05	0.04	0.04	0.03	0.03		
3300 μ F	0.09	0.07	0.06	0.05	0.05	0.04	0.04	0.03	0.03		
4700 μ F	0.04	0.03	0.03	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.01		
10000 μ F	0.02	0.02	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01		

N.B: The undesigned values are in Ohm.

Fig. B.1: Tabla de valores típicos de ESR's de condensadores electrolíticos en [Ω].

Anexo C. Código en Matlab Respuesta del filtro LCL

En este anexo, se muestra el código usado para la exposición del comportamiento del Filtro LCL obtenido en el Capítulo 5 de este informe, el cual viene dado por:

```

fs=50;
Rs=0.05;
Rf1=0.1;
R1=Rs+Rf1
Rf2=0.1;
R2=Rf2
Ls=5e-03;
Lf1=12.37e-3;
L1=Ls+Lf1;
L2=5e-3;
Cf=1.096e-6;
Rcf=5000000;
ESR_Cf=8.7;

%Función de Transferencia sin considerar efecto de la resistencia parásita Rcf

G = tf([ESR_Cf/(L2*L1) 1/(L2*L1*Cf)], [1 ((R1+1)/L1+(ESR_Cf+R2)/L2)
((L1+L2)/(L2*L1*Cf)+ESR_Cf*R1/(L2*L1)+R2*(R1+1)/(L2*L1)) (R1+L2)/(L2*L1*Cf)]);

[mag1,phase1,wout1] = bode(G);
Mag1=20*log10(mag1(:));Phase1=phase1(:);
figure(1);semilogx(wout1,Mag1, 'LineWidth',3);
grid on;xlabel('ws (rad/s)');ylabel('Magnitud (dB)')

zeros=roots(G.Numerator{1})

polos=roots(G.Denominator{1})

```

```
%Si se conecta en serie al condensador Cf una resistencia de
%amortiguamiento Rd
```

```
Rd=20.115;
```

```
%Función de Transferencia resultante
```

```
a = L2*Cf*R1 + L1*R2*Cf + L1*(Rd+ESR_Cf)*Cf + L2*(Rd+ESR_Cf)*Cf
```

```
b = R1*R2*Cf + L1 + R1*(Rd+ESR_Cf)*Cf + L2 + (Rd+ESR_Cf)*Cf*R2
```

```
H = tf([1 (R2*Cf+(Rd+ESR_Cf)*Cf)/(L1*(L2*Cf)^2) 1/(L1*(L2*Cf)^2)], [1
a/(L1*(L2*Cf)^2) b/(L1*(L2*Cf)^2) (R1+R2)/(L1*(L2*Cf)^2)])
```

```
[mag2,phase2,wout2] = bode(H);
```

```
Mag2=20*log10(mag2(:));Phase2=phase2(:);
```

```
figure(1);semilogx(wout2,Mag2, 'LineWidth',3);grid on;xlabel('ws
(rad/s)');ylabel('Magnitud (dB)')
```

```
zeros=roots(H.Numerator{1})
```

```
polos=roots(H.Denominator{1})
```

```
%Juntando ambos gráficos:
```

```
figure(1);semilogx(wout1,Mag1, 'b', 'LineWidth',3);
```

```
hold on
```

```
semilogx(wout2,Mag2, 'r', 'LineWidth',3);
```

```
grid on;
```

```
xlabel('ws (rad/s)');ylabel('Magnitud (dB)')
```

```
title('Respuesta en frecuencia con y sin amortigador Rd')
```

```
legend('G(s)', 'H(s)')
```

```
hold off
```

Anexo D. Esquema de Simulación en PLECS

D.1 Diagrama Circuitual

El siguiente diagrama circuitual muestra el lazo abierto de control que se propone usar para esta memoria de título.

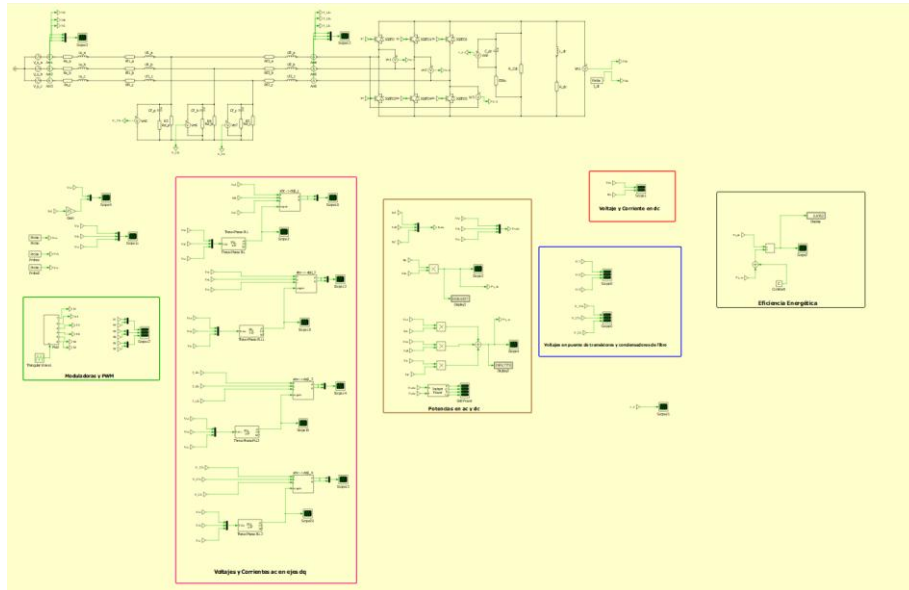


Fig. D.0.1: Esquema del Rectificador Active Front End con modulación SPWM en lazo abierto.

D.2 Parámetros seleccionados

Los parámetros usados para la simulación preliminar de este circuito se muestran en la siguiente figura:

```

Model initialization commands
1 Rs=0.05
2 Rf1=0.1
3 Rf2=0.1
4 Rcf=5e6
5 Ls=10e-03
6 Lf1=140e-03
7 Lf2=15e-03
8 Rd=21.3
9 Ldc=15e-03
10 Cf=3.288e-06
11 Cdc=2000e-6
12 ESRo=0.001
13 Rp_dc=5e6
14 Rdc=450
15 md1 = 1.1317535
16 mq1 = -0.40464475
17 md2 = 0.65183536
18 mq2 = -0.70177315
  
```

Fig. D.0.2: Parámetros de los componentes del sistema e índices de modulación usados.

Anexo E. Linealización del Modelo de Ecuaciones de Estado del Rectificador AFE.

Aplicando Matriz Jacobiana con ayuda del software de trabajo Matlab, las matrices de estado, entrada y salida están definidas como:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
 -\frac{1}{C_f \cdot (R_{Cf} + ESR_{Cf})} & \omega_s & \frac{R_{Cf}}{C_f \cdot (R_{Cf} + ESR_{Cf})} & 0 \\
 -\omega_s & \frac{1}{C_f \cdot (R_{Cf} + ESR_{Cf})} & 0 & \frac{R_{Cf}}{C_f \cdot (R_{Cf} + ESR_{Cf})} \\
 \frac{ESR_{Cf} \cdot R_d}{R_{Cf} \cdot (L_{f1} + L_s) \cdot (R_{Cf} + R_d)} - \frac{1}{L_{f1} + L_s} & 0 & \frac{R_{f1} + R_s}{L_{f1} + L_s} - \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{(L_{f1} + L_s) \cdot (R_{Cf} + R_d)} & \omega_s \\
 0 & \frac{ESR_{Cf} \cdot R_d}{R_{Cf} \cdot (L_{f1} + L_s) \cdot (R_{Cf} + R_d)} - \frac{1}{L_{f1} + L_s} & -\omega_s & \frac{R_{f1} + R_s}{L_{f1} + L_s} - \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{(L_{f1} + L_s) \cdot (R_{Cf} + R_d)} \dots \\
 \frac{R_d}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_d)} & 0 & \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_d)} & 0 \\
 0 & \frac{R_d}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_d)} & 0 & \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_d)} \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\frac{R_{Cf}}{C_f \cdot (R_{Cf} + ESR_{Cf})} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -\frac{R_{Cf}}{C_f \cdot (R_{Cf} + ESR_{Cf})} & 0 & 0 \\
 \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{(L_{f1} + L_s) \cdot (R_{Cf} + R_d)} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{(L_{f1} + L_s) \cdot (R_{Cf} + R_d)} & 0 & 0 \\
 \dots - \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_d)} + \frac{R_{f2}}{L_{f2}} - \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot m_{rd1}^2}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \omega_s - \frac{R_{cdc} esr_0 \cdot m_{rd1} \cdot m_{rq1}}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_d)} + \frac{R_{f2}}{L_{f2}} - \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot m_{rd1}^2}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{m_{rd1} \cdot esr_0}{2 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} - \frac{m_{rd1}}{2 \cdot L_{f2}} \quad \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot m_{rd1}}{2 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \\
 -\omega_s - \frac{R_{cdc} esr_0 \cdot m_{rd1} \cdot m_{rq1}}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{ESR_{Cf} \cdot R_{Cf} + R_{Cf} \cdot R_d + ESR_{Cf} \cdot R_d}{L_{f2} \cdot (R_{Cf} + R_d)} + \frac{R_{f2}}{L_{f2}} - \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot m_{rd1}^2}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{R_{cdc} \cdot m_{rq1}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{m_{rq1} \cdot esr_0}{2 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} - \frac{m_{rq1}}{2 \cdot L_{f2}} \quad \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot m_{rq1}}{2 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \\
 \frac{R_{cdc} \cdot m_{rd1}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{R_{cdc} \cdot m_{rq1}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & -\frac{1}{C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & -\frac{R_{cdc}}{C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \\
 \frac{R_{cdc} \cdot m_{rd1}}{2 \cdot L_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{R_{cdc} \cdot m_{rd1}}{2 \cdot L_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{1}{L_{dc}} - \frac{esr_0}{L_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{R_{dc}}{L_{dc}} - \frac{R_{cdc} \cdot esr_0}{L_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)}
 \end{bmatrix} \quad (E.1)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-v_{o1}}{2 \cdot L_{f2}} + \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot \left(i_{Ldc1} - \frac{i_{L2d1} \cdot m_{rd1}}{2} - \frac{i_{L2q1} \cdot m_{rq1}}{2} + \frac{v_{o1}}{2} \right)}{2 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} - \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot i_{L2d1} \cdot m_{rd1}}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot i_{L2q1} \cdot m_{rd1}}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \\ -\frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot i_{L2d1} \cdot m_{rq1}}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{-v_{o1}}{2 \cdot L_{f2}} + \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot \left(i_{Ldc1} - \frac{i_{L2d1} \cdot m_{rd1}}{2} - \frac{i_{L2q1} \cdot m_{rq1}}{2} + \frac{v_{o1}}{2} \right)}{2 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} - \frac{R_{cdc} \cdot esr_0 \cdot i_{L2q1} \cdot m_{rq1}}{4 \cdot L_{f2} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \\ \frac{R_{cdc} \cdot i_{L2d1}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{R_{cdc} \cdot i_{L2q1}}{2 \cdot C_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \\ \frac{R_{cdc} \cdot i_{L2d1}}{2 \cdot L_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} & \frac{R_{cdc} \cdot i_{L2q1}}{2 \cdot L_{dc} \cdot (R_{cdc} + esr_0)} \end{bmatrix} \quad (E.2)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (E.3)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ \frac{1}{L_S + L_{f1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_S + L_{f1}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (E.4)$$

Anexo F. Algoritmo de Control Predictivo en Simulink y PLECS:

Archivo de carga de parámetros del AFE en el workspace de Matlab:

```
% Parámetros AFE Rectifier con Control Predictivo
```

```
fs=50;
w_s=2*pi*fs;
Rs=0.05;
Rf1=0.1;
R1=Rs+Rf1;
Rf2=0.1;
R2=Rf2;
Ls=5e-03;
Lf1=12.37e-3;
Lf2=5e-3;
Cf=1.096e-6;
Rcf=5000000;
ESR_Cf=8.7;
Rd=20.112;
Cdc=2000e-6;
R_Cdc=5000000;
ESRo=0.001;
Rdc=450;
Ldc=15e-3;
Ts=5e-06;
```

Código de algoritmo en bloque Matlab function “Controlador Predictivo” en archivo Simulink AFE_Rectifier_with_MPC_Funcional.slx:

```
function [S1, S2, S3, S4, S5, S6] = Control_Predictivo(V_sa, V_sb, V_sc, V_Cfa,
V_Cfb, V_Cfc, i_sa, i_sb, i_sc, REF_i_Lf2_a, REF_i_Lf2_b, REF_i_Lf2_c, i_Lf2_a,
i_Lf2_b, i_Lf2_c, v_o, i_Ldc, theta)
```

```

%#codegen

% Parámetros del sistema
fs = 50;           % Frecuencia de la red (Hz)
w_s = 2*pi*fs;    % Frecuencia angular de la red (rad/s)
Rs = 0.05;        % Resistencia de la red (Ohms)
Rf1 = 0.1;        % Resistencia del filtro 1 (Ohms)
Rf2 = 0.1;        % Resistencia del filtro 2 (Ohms)
Ls = 5e-03;       % Inductancia de la red (H)
Lf1 = 12.37e-3;  % Inductancia del filtro 1 (H)
Lf2 = 5e-3;       % Inductancia del filtro 2 (H)
Cf = 1.096e-6;   % Capacitancia del filtro (F)
Rd = 20.112;     % Resistencia de amortiguamiento (Ohms)
ESR_Cf=8.7;      % Resistencia ESR capacitor de filtro (Ohms)
Cdc = 2000e-6;   % Capacitancia del enlace DC (F)
R_Cdc = 5000000; % Resistencia de carga del enlace DC (Ohms)
ESRo = 0.001;    % Resistencia ESR capacitor de enlace (Ohms)
Rdc = 450;       % Resistencia de carga DC (Ohms)
Ldc = 15e-3;     % Inductancia de carga DC (H)
Ts = 5e-06;      % Tiempo de muestreo (s)

% Estados de conmutación posibles
S = [0 0 0;
      0 0 1;
      0 1 0;
      0 1 1;
      1 0 0;
      1 0 1;
      1 1 0;
      1 1 1];

% Inicializar la función de coste mínima con un valor grande
cost_min = inf;

% Matriz de transformación de Clarke (abc a alfa-beta)

```

```

T_clarke = sqrt(2/3) * [1, -1/2, -1/2;
                      0, sqrt(3)/2, -sqrt(3)/2];
% Matriz de transformación de Park (alfa-beta a dq)
T_park = [cos(theta), sin(theta);
          -sin(theta), cos(theta)];

% Transformar las corrientes de referencia a ejes dq
REF_i_Lf2_alphabeta = T_clarke * [REF_i_Lf2_a; REF_i_Lf2_b; REF_i_Lf2_c];
REF_i_Lf2_dq = T_park * REF_i_Lf2_alphabeta;
REF_i_Lf2_d = REF_i_Lf2_dq(1); % Componente d de la corriente de referencia
REF_i_Lf2_q = 0; % Componente q de la corriente de referencia (debe ser
cero en S.S.)

% Estado óptimo inicial
u_opt = [0 0 0];

% Bucle para evaluar todos los estados de conmutación
for i = 1:size(S,1)
    % Estado de conmutación actual
    Sa = S(i, 1);
    Sb = S(i, 2);
    Sc = S(i, 3);

    % Modelo predictivo de las corrientes en el filtro (k+1)
    i_Lf2a_p = Ts*(ESR_Cf+Rd)/Lf2*i_sa + (1 - Ts*(ESR_Cf + Rd +
Rf2)/Lf2)*i_Lf2_a + Ts/Lf2 * V_Cfa - Ts/(2*Lf2)*Sa*(v_o + ESRO * R_Cdc/(R_Cdc +
ESRO)*(Sa/2*i_Lf2_a + Sb/2*i_Lf2_b + Sc/2*i_Lf2_c - i_Ldc - v_o/R_Cdc));
    i_Lf2b_p = Ts*(ESR_Cf + Rd)/Lf2*i_sb + (1 - Ts*(ESR_Cf + Rd +
Rf2)/Lf2)*i_Lf2_b + Ts/Lf2 * V_Cfb - Ts/(2*Lf2)*Sb*(v_o + ESRO * R_Cdc/(R_Cdc +
ESRO)*(Sa/2*i_Lf2_a + Sb/2*i_Lf2_b + Sc/2*i_Lf2_c - i_Ldc - v_o/R_Cdc));
    i_Lf2c_p = Ts*(ESR_Cf + Rd)/Lf2*i_sc + (1 - Ts*(ESR_Cf + Rd +
Rf2)/Lf2)*i_Lf2_c + Ts/Lf2 * V_Cfc - Ts/(2*Lf2)*Sc*(v_o + ESRO * R_Cdc/(R_Cdc +
ESRO)*(Sa/2*i_Lf2_a + Sb/2*i_Lf2_b + Sc/2*i_Lf2_c - i_Ldc - v_o/R_Cdc));

```

```

% Transformar las corrientes predichas a ejes dq
i_Lf2_alpha_pred = T_clarke * [i_Lf2a_p; i_Lf2b_p; i_Lf2c_p];
i_Lf2_dq_pred = T_park * i_Lf2_alpha_pred;
i_Lf2_d_pred = i_Lf2_dq_pred(1); % Componente d predicha
i_Lf2_q_pred = i_Lf2_dq_pred(2); % Componente q predicha

% Función de costo (ponderada)
error_corriente_d = (REF_i_Lf2_d - i_Lf2_d_pred)^2; % Error en el eje d
(activo)
error_corriente_q = (REF_i_Lf2_q - i_Lf2_q_pred)^2; % Error en el eje q
(reactivo)

cost_total = error_corriente_d + error_corriente_q;

% Actualizar el estado óptimo si el coste es menor
if cost_total <= cost_min
    cost_min = cost_total;
    u_opt = [Sa, Sb, Sc];
end
end

% Asignar los estados óptimos a los interruptores
S1 = u_opt(1);
S3 = u_opt(2);
S5 = u_opt(3);
S4 = ~u_opt(1); % Complemento de S1
S6 = ~u_opt(2); % Complemento de S3
S2 = ~u_opt(3); % Complemento de S5
end

```

UNIVERSIDAD DE CONCEPCION – FACULTAD DE INGENIERIA**RESUMEN DE MEMORIA DE TITULO**

Departamento	: Departamento de Ingeniería Eléctrica
Carrera	: Ingeniería Civil Electrónica
Nombre del memorista	: Rodrigo Fernando Muñoz Olivares
Título de la memoria	: Simulación y Elección de Estrategias de Control para un
Rectificador AFE con filtro LCL	
Fecha de la presentación oral	: 14/07/2025
Profesor(es) guía	: Dr. José Rubén Espinoza Castro
Profesor(es) revisor(es)	: Dr. Lautaro Salazar, Dr. Leonardo Palma
Concepto	:
Calificación	:

Resumen (máximo 200 palabras)

Este trabajo se centra en el estudio, análisis, diseño y simulación de un circuito rectificador de frente activo (Active Front End Rectifier) conectado a un filtro pasa-bajo LCL de tercer orden. Esta topología es popular en aplicaciones industriales por su capacidad de filtrado y amortiguamiento de armónicas, garantizando un factor de potencia unitario y minimizando la potencia reactiva. Se investigaron diversas bibliografías para comprender su funcionamiento, calcular parámetros y simular el sistema en lazo abierto, perfeccionando el modelo dinámico. Posteriormente, se aplicaron dos estrategias de control en lazo cerrado: Control PID con Desacoplador Estático y Control Predictivo Basado en Modelos (MPC). Se simularon y compararon ambas estrategias para determinar cuál logra un estado estacionario más rápido y protege mejor los componentes del circuito. La conclusión resalta que la estrategia MPC es superior operando en períodos transitorios, gracias a su capacidad de anticipar cambios en las referencias de corriente y voltaje, mientras que el controlador PID destaca por su diseño simple y eficacia en estado estacionario.