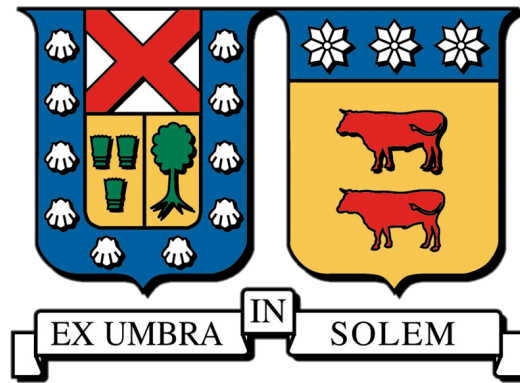


**UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA**

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



**EVALUACIÓN DE CONTROLADOR BASADO EN PASIVIDAD  
PARA CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE SOBRE  
UNA CARGA ROTATIVA**

**IGNACIO CORREA MONTAGNA**

**MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA**

**PROFESOR GUÍA: ANTONIO SÁNCHEZ S.**

**PROFESOR CO-REFERENTE: PABLO BRICEÑO N.**

**MARZO 2024**

# Agradecimientos

Nadie en la vida está solo o sola, lo que implica que detrás de cada título profesional y logros existe un gran equipo de personas, razón por la cual me reservo este espacio para agradecer a algunas de las personas que ayudaron a lograr que mi sueño de ser ingeniero sea posible.

Cuando estaba en el colegio y me encontraba algo indeciso sobre que carrera de ingeniería estudiar, fueron C.B y F.S quienes me presentaron la carrera de ingeniería civil eléctrica y me hicieron barra con entrar a la USM. Es por ello que no puedo no agradecerles, ya que si no fuera por ellas no sé que podría haber estudiado y quizás no me habría gustado tanto como lo que estudié.

En toda mi trayectoria como estudiante hubieron altos y bajos, épocas de estrés y pérdidas de motivación, pero de no ser por mi familia y amigos hubiera sido muy difícil seguir adelante. Es por ello que se les agradece infinitamente a mis padres, quienes siempre estuvieron presentes dándome todo su apoyo y facilidades para que pudiera estudiar, así como también a mis amigos S.R y G.V, quienes si bien es cierto que formaron parte de mi grupo de estudios durante la mayor parte de la carrera, también estuvieron presentes en mis momentos personalmente más difíciles, hechos que son imposible de olvidar.

Por otro lado, por supuesto que no puedo dejar de mencionar al increíble equipo de ERGÓN, proyecto en el que estuve involucrado varios años y tuve la oportunidad de conocer maravillosas personas, como por ejemplo A.G, M.L, C.T, P.O, J.C, C.L, N.R, entre muchos otros.

Finalmente y no menos especial, se le agradece infinitamente a V.C, quien desde que el destino nos hizo reencontrar, siempre ha estado muy presente y preocupada, llevándome chocolates en los periodos de mayor estrés y siendo la primera en la fila a la hora de celebrar. Es por eso y mucho más que, gracias por tanto y perdón por tan poco.

# Resumen

En el presente trabajo, se busca evaluar y comparar mediante simulaciones la operación de dos estrategias de control de corriente, siendo una de ellas lineal y la otra basado en pasividad (PBC), en un convertidor fuente de corriente.

El resultado esperado es que el controlador de corriente basado en pasividad sea más efectivo que su alternativa de control lineal frente a escenarios donde la naturaleza del sistema es no lineal, como es el caso de la máquina eléctrica, y que su desempeño frente a condiciones de operación que pueden variar considerablemente de manera abrupta, pueda adaptarse de mejor manera.

En el desarrollo del documento se podrán encontrar diversas simulaciones, tanto del sistema completo como algunas secciones aisladas, utilizando variadas referencias de velocidad y torque, con la finalidad de tener un correcto entendimiento de la confiabilidad y robustez de los controladores en estudio.

Finalmente, se concluye que ambos controladores operan correctamente, sin embargo, no se pudo verificar a cabalidad los beneficios de usar uno o el otro mediante simulaciones, razón por la cual se recomienda analizar el desempeño de ambos controladores de manera experimental.

# Abstract

In the present work, we aim to evaluate and compare, through simulations, the operation of two current control strategies, one being linear and the other based on passivity (PBC), in a power system mainly used by electric vehicles.

The expected outcome is that the passivity-based current controller is more effective than its linear control alternative in scenarios where the nature of the system is nonlinear, as is the case with the electric machine. Furthermore, it is anticipated that its performance under operating conditions that can vary considerably in an abrupt manner will be better adaptable.

Throughout the document, various simulations can be found, both of the complete system and some isolated sections, using various speed and torque references. This is done with the intent to comprehend the reliability and robustness of the controllers under investigation.

Finally, it is concluded that both controllers operate correctly; however, the full benefits of using one or the other could not be thoroughly verified through simulations. For this reason, it is recommended to analyze the performance of both controllers experimentally

# Nomenclatura

|          |                                                                       |
|----------|-----------------------------------------------------------------------|
| DC       | <i>Direct Current</i>                                                 |
| AC       | <i>Alternating Current</i>                                            |
| PMSM     | <i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>                           |
| RB-IGBT  | <i>Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i>             |
| VSI      | <i>Voltage Source Inverter</i>                                        |
| CSI      | <i>Current Source Inverter</i>                                        |
| PI       | <i>Proportional and Integrative Controller</i>                        |
| PWM      | <i>Pulse Width Modulation</i>                                         |
| SVM      | <i>Space Vector Modulation</i>                                        |
| SHE      | <i>Selective Harmonic Elimination</i>                                 |
| IDA-PBC  | <i>Interconnection and Damping Assignment Passivity Based Control</i> |
| PCH      | <i>Por-Controlled Hamiltonian</i>                                     |
| FW       | <i>Field Weakening</i>                                                |
| MFPT     | <i>Minimal Flux Per Torque</i>                                        |
| MTPA     | <i>Maximal Torque Per Ampere</i>                                      |
| Back-EMF | <i>Back Electromotive Force</i>                                       |

# Simbología

|                                 |                                                                                  |
|---------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------|
| $I_s$                           | Corriente en los terminales de salida del CSI, en coordenadas real e imaginaria. |
| $I_d, I_q$                      | Corriente de alimentación de la máquina en coordenadas d-q.                      |
| $V_s$                           | Tensión en los terminales de salida del CSI, en coordenadas real e imaginaria.   |
| $V_d, V_q$                      | Corriente de alimentación de la máquina en coordenadas d-q.                      |
| $V_b$                           | Tensión en los terminales de entrada del convertidor DC/DC.                      |
| $I_{dc}$                        | Corriente continua con que se alimenta el CSI.                                   |
| $C_b$                           | Capacitancia en los terminales de entrada del convertidor DC/DC.                 |
| $L_{dc}$                        | Inductancia en los terminales de salida del convertidor DC/DC.                   |
| $C_f$                           | Capacitancia por fase en la salida del inversor fuente de corriente.             |
| $P_n$                           | Potencia nominal de la máquina eléctrica,                                        |
| $T_n$                           | Torque nominal de la máquina eléctrica.                                          |
| $n$                             | Velocidad de giro nominal de la máquina eléctrica.                               |
| $R_s$                           | Resistencia interna de estator en la máquina eléctrica.                          |
| $L_d, L_q$                      | Inductancias directa y de cuadratura en la máquina eléctrica.                    |
| $\Psi_m$                        | Flujo magnético generado por los imanes permanentes en el rotor.                 |
| $J$                             | Constante de inercia de la máquina eléctrica.                                    |
| $p$                             | Cantidad de pares de polos.                                                      |
| $E$                             | Magnitud de tensión en la fuente de alimentación.                                |
| $R_{se}$                        | Resistencia interna de la fuente de alimentación.                                |
| $\omega$                        | Velocidad angular eléctrica de la máquina.                                       |
| $\theta$                        | Posición angular del rotor.                                                      |
| $t_d$                           | Tiempo vivo u overlap time implementado.                                         |
| $f_{svm}$                       | Frecuencia de modulación utilizada en el SVM.                                    |
| $K_\omega, T_\omega$            | Parámetros de ajuste en el controlador de velocidad.                             |
| $K_{dc}, T_{dc}$                | Parámetros de ajuste en el controlador del convertidor DC/DC.                    |
| $\omega_n$                      | Frecuencia natural del sistema.                                                  |
| $\xi$                           | Relación de amortiguación.                                                       |
| $\omega_{c1}, \omega_{c2}, R_v$ | Parámetros de ajuste en el controlador lineal.                                   |
| $r_1, r_2, r_3, r_4$            | Parámetros de ajuste en el controlador basado en pasividad.                      |
| $K_{pv}$                        | Ganancia utilizada para ajustar el filtro pasa bajos.                            |

# Tabla de Contenidos

|          |                                                                 |           |
|----------|-----------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introducción</b>                                             | <b>1</b>  |
| 1.1      | Motivación . . . . .                                            | 1         |
| 1.2      | Objetivos . . . . .                                             | 3         |
| 1.2.1    | Objetivo Principal . . . . .                                    | 3         |
| 1.2.2    | Objetivos Específicos . . . . .                                 | 3         |
| <b>2</b> | <b>Discusión Bibliográfica</b>                                  | <b>4</b>  |
| 2.1      | Máquina Eléctrica a implementar . . . . .                       | 4         |
| 2.2      | Selección del semiconductor adecuado . . . . .                  | 5         |
| 2.3      | Selección del tipo de inversor trifásico a utilizar . . . . .   | 6         |
| 2.4      | Convertidor DC/DC . . . . .                                     | 7         |
| 2.5      | Modulación de pulsos para los semiconductores . . . . .         | 7         |
| 2.6      | Controlador de Corriente . . . . .                              | 8         |
| <b>3</b> | <b>El Sistema Eléctrico y su Arquitectura de Control</b>        | <b>10</b> |
| 3.1      | Control CSI . . . . .                                           | 12        |
| 3.1.1    | Modulación vectorial (SVM) . . . . .                            | 12        |
| 3.1.2    | Control de corriente . . . . .                                  | 13        |
| 3.1.3    | Estrategia de control . . . . .                                 | 18        |
| 3.2      | Control Convertidor DC/DC . . . . .                             | 19        |
| <b>4</b> | <b>Resultados de las Simulaciones</b>                           | <b>21</b> |
| 4.1      | Simulaciones individuales de los diferentes segmentos . . . . . | 21        |
| 4.1.1    | Control SVM . . . . .                                           | 22        |
| 4.1.2    | Control de Corriente: Lazo Cerrado vs Lazo Abierto . . . . .    | 24        |
| 4.1.3    | Control de corriente lineal . . . . .                           | 25        |
| 4.1.4    | Control de corriente no lineal . . . . .                        | 27        |
| 4.1.5    | Control de velocidad . . . . .                                  | 29        |

|          |                                                                               |           |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 4.1.6    | Control enlace DC . . . . .                                                   | 30        |
| 4.2      | Simulaciones con el sistema completo . . . . .                                | 31        |
| 4.2.1    | Seguimiento de referencia ante velocidad variable con carga constante . . . . | 34        |
| 4.2.2    | Seguimiento de referencia ante carga variable con velocidad constante . . . . | 35        |
| 4.2.3    | Maniobras con regeneración de energía . . . . .                               | 36        |
| 4.2.4    | Implementación FTP 75 . . . . .                                               | 37        |
| 4.3      | Robustez en el control del sistema . . . . .                                  | 39        |
| 4.3.1    | Variación en los parámetros de la máquina . . . . .                           | 39        |
| 4.3.2    | Respuesta del sistema ante perturbaciones . . . . .                           | 41        |
| <b>5</b> | <b>Conclusiones</b>                                                           | <b>43</b> |
|          | <b>Bibliografía</b>                                                           | <b>45</b> |
| <b>6</b> | <b>Anexos</b>                                                                 | <b>48</b> |
| 6.1      | Modulación Vectorial (SVM) . . . . .                                          | 48        |
| 6.1.1    | Detección de Sector . . . . .                                                 | 48        |
| 6.1.2    | Tiempo de permanencia o <i>Dwell Time</i> . . . . .                           | 49        |
| 6.1.3    | Secuenciador de Vectores . . . . .                                            | 50        |
| 6.1.4    | Overlap time o tiempo vivo . . . . .                                          | 50        |
| 6.2      | Código utilizado en bloque C-Script . . . . .                                 | 51        |
| 6.3      | Esquema para lazo abierto y cerrado . . . . .                                 | 53        |
| 6.4      | Control de corriente por IDA-PBC . . . . .                                    | 53        |

# Lista de Tablas

|     |                                                                                                                                                                          |    |
|-----|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.1 | Parámetros utilizados en el sistema de potencia señalado en la Figura 3.1. . . . .                                                                                       | 11 |
| 3.2 | Parámetros de la máquina eléctrica a implementar. . . . .                                                                                                                | 11 |
| 4.1 | Parámetros utilizados en el controlador lineal de corriente. . . . .                                                                                                     | 27 |
| 4.2 | Parámetros utilizados en el controlador de corriente IDA-PBC. . . . .                                                                                                    | 29 |
| 4.3 | Resumen de los parámetros utilizados en los diferentes controladores. . . . .                                                                                            | 32 |
| 4.4 | Variaciones realizadas a los parámetros de la máquina en estudio. . . . .                                                                                                | 40 |
| 6.1 | Estados de conmutación, semiconductores involucrados, corrientes de salida del in-<br>versor y fasor de corriente al cual se encuentra asociado. . . . .                 | 48 |
| 6.2 | Tiempos de activación y permanencia de los estados discretos, en función del sector<br>en que se encuentra el vector de referencia, donde $m = I_{ref}/I_{dc}$ . . . . . | 50 |

# Lista de Figuras

|      |                                                                                                                                                  |    |
|------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1  | Algunas de las subdivisiones más comunes en máquinas eléctricas rotatorias. . . . .                                                              | 4  |
| 2.2  | Comparación aproximada de las condiciones de operación de algunos semiconductores, basado en [11] . . . . .                                      | 5  |
| 2.3  | Esquema inversor fuente de tensión (VSI). . . . .                                                                                                | 6  |
| 2.4  | Esquema inversor fuente de corriente (CSI). . . . .                                                                                              | 6  |
| 2.5  | Convertidor DC/DC Buck-Boost. . . . .                                                                                                            | 7  |
| 3.1  | Esquema completo del sistema de potencia utilizado para las simulaciones. . . . .                                                                | 10 |
| 3.2  | Esquema general de los controladores empleados para la operación del sistema de potencia señalado en la Figura 3.1. Elaboración propia . . . . . | 11 |
| 3.3  | Esquema general del controlador empleado para la operación del CSI. . . . .                                                                      | 12 |
| 3.4  | Diagrama de bloques de un CSI conectado a una máquina rotatoria [4]. . . . .                                                                     | 13 |
| 3.5  | Diagrama de bloques utilizado para controlar la corriente de salida del CSI. . . . .                                                             | 14 |
| 3.6  | Diagrama de bloques utilizado para controlar la tensión de referencia en los capacitores. . . . .                                                | 14 |
| 3.7  | Implementación del método de amortiguación activa en esquema de la Figura 3.6. . . . .                                                           | 15 |
| 3.8  | Esquema completo de control lineal de corriente. . . . .                                                                                         | 16 |
| 3.9  | Esquema realizado en PLECS para el control lineal de corriente. . . . .                                                                          | 16 |
| 3.10 | Diagrama de bloques utilizado para controlar la corriente de salida del CSI. . . . .                                                             | 17 |
| 3.11 | Esquema realizado en PLECS para el control de corriente basado en pasividad. . . . .                                                             | 18 |
| 3.12 | Esquema de la estrategia de control de velocidad a implementar. . . . .                                                                          | 19 |
| 3.13 | Esquema de control unipolar para el convertidor DC/DC. . . . .                                                                                   | 19 |
| 3.14 | Esquema de modulación para el esquema unipolar. . . . .                                                                                          | 20 |
| 4.1  | Sistema de potencia separado en dos segmentos con fuentes controladas e ideales. . . . .                                                         | 21 |
| 4.2  | SVM operando en sector I. . . . .                                                                                                                | 22 |
| 4.3  | Corrientes sinusoidales en la referencia del SVM y a la salida del CSI. . . . .                                                                  | 22 |
| 4.4  | SVM operando en sector I, con <i>overlap time</i> de 10[ $\mu$ s]. . . . .                                                                       | 23 |

|      |                                                                                                                                              |    |
|------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.5  | Corrientes sinusoidales en la referencia del SVM y a la salida del CSI, producto de utilizar un <i>overlap time</i> de $10[\mu s]$ . . . . . | 23 |
| 4.6  | Armónicos generados a una frecuencia base de $43[Hz]$ . . . . .                                                                              | 23 |
| 4.7  | Armónicos generados al utilizar <i>overlap time</i> de $10[\mu s]$ y frecuencia base de $43[Hz]$ . . . . .                                   | 23 |
| 4.8  | Corrientes sinusoidales en la referencia del SVM y a la salida del CSI, producto de utilizar un <i>overlap time</i> de $1[\mu s]$ . . . . .  | 24 |
| 4.9  | Armónicos generados al utilizar <i>overlap time</i> de $1[\mu s]$ y frecuencia base de $43[Hz]$ . . . . .                                    | 24 |
| 4.10 | Armónicos que presentan el mayor porcentaje respecto a su valor fundamental. . . . .                                                         | 25 |
| 4.11 | Variación de $\omega_n$ , con $\xi = 0.9$ y $R_v = 0$ . . . . .                                                                              | 26 |
| 4.12 | Variación de $\xi$ , con $\omega_n = 2000 \cdot \pi[rad/s]$ y $R_v = 0$ . . . . .                                                            | 26 |
| 4.13 | Variación de $R_v$ , con $\omega_n = 2000 \cdot \pi[rad/s]$ y $\xi = 0.9$ . . . . .                                                          | 27 |
| 4.14 | Variación de $r_3$ con $r_4 = 3000 \cdot L_q$ y variación de $r_4$ con $r_3 = 14000 \cdot L_d$ , ambos con $T_r = 0$ . . . . .               | 28 |
| 4.15 | Variación de $T_r$ , con $r_3 = 14000 \cdot L_d$ y $r_4 = 3000 \cdot L_q$ . . . . .                                                          | 28 |
| 4.16 | Variación de $k_w$ con $T_w = 500$ hasta una velocidad de 2 veces la nominal. . . . .                                                        | 29 |
| 4.17 | Variación de $T_w$ con $k_w = 10$ hasta una velocidad de 2 veces la nominal. . . . .                                                         | 29 |
| 4.18 | Gráficos de operación del convertidor DC/DC frente a una tensión variable en la carga. . . . .                                               | 30 |
| 4.19 | Variación de $k_{dc}$ con $T_{dc} = 500$ hasta una velocidad de 2 veces la nominal. . . . .                                                  | 31 |
| 4.20 | Variación de $T_{dc}$ con $k_{dc} = 2000 \cdot R_s$ hasta una velocidad de 2 veces la nominal. . . . .                                       | 31 |
| 4.21 | Gráficos de operación del convertidor DC/DC. . . . .                                                                                         | 32 |
| 4.22 | Gráficos de obtenidos a la salida del CSI. . . . .                                                                                           | 32 |
| 4.23 | Curvas de operación de velocidad y torque del sistema. . . . .                                                                               | 33 |
| 4.24 | Curvas de operación de las corrientes $I_{dq}$ según el tipo de controlador. . . . .                                                         | 33 |
| 4.25 | Seguimiento de velocidad y torque en el sistema ante variaciones de velocidad. . . . .                                                       | 34 |
| 4.26 | Control de las corrientes $I_{dq}$ ante variaciones en la velocidad. . . . .                                                                 | 34 |
| 4.27 | Seguimiento de velocidad y torque en el sistema ante variaciones en la carga. . . . .                                                        | 35 |
| 4.28 | Control de las corrientes $I_{dq}$ ante variaciones en la carga. . . . .                                                                     | 35 |
| 4.29 | Tensión y corriente con que es alimentada la máquina eléctrica en función de las diferentes cargas. . . . .                                  | 36 |
| 4.30 | Velocidad y torque durante una maniobra de frenado con regeneración de energía. . . . .                                                      | 37 |
| 4.31 | Variables en el convertidor DC/DC durante una maniobra de frenado con regeneración de energía. . . . .                                       | 37 |
| 4.32 | Primeros 340[s] del Ciclo de conducción en ciudad FTP75 [19]. Se destaca la sección en estudio. . . . .                                      | 38 |
| 4.33 | Respuesta de la máquina ante una sección de 50[s] del ciclo de conducción FTP75. . . . .                                                     | 38 |

|      |                                                                                                                                 |    |
|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.34 | Respuesta del controlador de corriente ante una sección de 50[s] del ciclo de conducción FTP75. . . . .                         | 38 |
| 4.35 | Seguimiento de velocidad y torque al variar los parámetros de la máquina, utilizando un controlador lineal. . . . .             | 40 |
| 4.36 | Seguimiento de velocidad y torque al variar los parámetros de la máquina, utilizando un controlador por pasividad. . . . .      | 40 |
| 4.37 | Seguimiento de corriente de la máquina al variar sus parámetros, utilizando un controlador lineal. . . . .                      | 41 |
| 4.38 | Seguimiento de corriente de la máquina al variar sus parámetros, utilizando un controlador por pasividad. . . . .               | 41 |
| 4.39 | Seguimiento de las referencias ante vibraciones en el torque de la carga. . . . .                                               | 42 |
| 6.1  | Representación gráfica de los fasores presentados en la Tabla 6.1, dando origen a 6 sectores diferentes. Fuente: [22]. . . . .  | 48 |
| 6.2  | Vector de referencia de corriente en el sector 1. Fuente: [21]. . . . .                                                         | 49 |
| 6.3  | Secuencia de conmutación en el sector 1. Fuente: [21]. . . . .                                                                  | 50 |
| 6.4  | Secuencia de encendidos en el sector 1, con la implementación de un <i>overlap time</i> de $T_d$ ante cada conmutación. . . . . | 51 |
| 6.5  | Sistema de potencia con carga pasiva R-L. . . . .                                                                               | 53 |
| 6.6  | Arquitectura de control para variar entre lazo cerrado y abierto. . . . .                                                       | 53 |

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Motivación

En el contexto del desarrollo sostenible y mitigar el crecimiento de las emisiones contaminantes en el sector del transporte, Chile busca sumarse a la electromovilidad según se plantea en la Estrategia Nacional de Electromovilidad [1], donde se destaca que desde el 2035 todo el transporte público urbano será eléctrico, así como también se dejarán de vender vehículos livianos y medianos a combustión.

Entre las principales características de los vehículos eléctricos convencionales se destaca que utilizan un banco de baterías para almacenar energía eléctrica y, por ende, es la principal fuente de energía. Como este tipo de almacenamiento de energía produce corrientes DC, se debe incluir un inversor para alimentar a la motorización eléctrica de los vehículos. Respecto a la máquina rotatoria, la aplicación de estas a vehículos eléctricos se divide entre máquinas sincrónicas y máquinas de inducción trifásicas. Sin embargo, debido a la sencillez en su estrategia de control, gran densidad de potencia y menores pérdidas asociadas, la máquina sincrónica de imanes permanentes se ha privilegiado con respecto a las otras en la industria automotriz [2].

Con la introducción de nuevas tecnologías en base a semiconductores, el uso de RB-IGBT (reverse-blocking insulated gate bipolar transistors por sus siglas en inglés) en la implementación de inversores fuente de corriente o current source inverters (CSI), presenta numerosas ventajas con respecto a la misma operación de una máquina eléctrica de imanes permanentes con un inversor fuente de tensión o voltage source inverter (VSI). El VSI requiere una barra DC capacitiva para mantener una fuente de tensión cuasi-ideal y absorber el ripple de corriente generado por la acción del corte de tensión producido por la acción de los interruptores del inversor. La confiabilidad del inversor presenta limitaciones por la acción de la modulación por ancho de pulso (PWM en inglés), donde los escalones de tensión en la salida del convertidor generan una degradación en el aislamiento del motor debido a las sobretensiones surgidas de las transiciones en el VSI, esto es, un alto valor en

el  $dv/dt$  en los devanados del motor. De esta forma, el CSI presenta importantes ventajas para las aplicaciones en el ámbito de vehículos eléctricos o híbridos, en especial la ganancia de tensión que presenta el inversor fuente de corriente. Estas ventajas se traducen en una significativa reducción en el tamaño de los capacitores a utilizar, en algunos casos la reducción del y costo del inversor, aumentando la confiabilidad, eficiencia y vida útil del motor, convirtiendo de esta manera al inversor fuente de corriente en un esquema atractivo para las aplicaciones de electromovilidad, sin embargo, entre sus desventajas, se destaca que suelen presentar una mayor distorsión armónica y peor calidad de la señal en la salida del inversor. [3].

Debido a que la operación de un motor eléctrico en electromovilidad no es fija, dadas las constantes aceleraciones y desaceleraciones de un vehículo, es importante implementar esquemas de control que permitan al motor desempeñarse de manera correcta, junto con disminuir las pérdidas y mejorar la eficiencia. En [4] se plantea y se diseña un controlador lineal de corriente para una máquina alimentada a través de un CSI considerando el sistema de segundo orden que representa al inversor junto con su filtro capacitivo, donde se implementan diferentes estrategias de control que involucran estrategias de desacople de variables.

Dentro de las múltiples estrategias de control que existen, es posible diferenciar la acción de un controlador como lineal y no lineal. Dado que la primera contempla una linealización de parámetros en un punto de trabajo específico, esto podría acarrear una complicación respecto a la actuación del controlador frente a un punto de operación distinto al cual ha sido diseñado y sensibilidades frente a perturbaciones o cambios en los parámetros del sistema no considerados en el modelo. Dado que el control de velocidad y/o torque es de vital importancia en un motor eléctrico, especialmente en el contexto de electromovilidad, es posible implementar controladores basados en pasividad (PBC en inglés), los cuales presentan una respuesta dinámica relativamente rápida y con mejor desempeño en estado estacionario, respecto al desempeño frente a un amplio rango de velocidades, mediante la modificación controlada de la energía natural del sistema [6].

De esta forma, se busca realizar un estudio que contemple la modelación y simulación de esquemas de control de corriente lineal y PBC aplicados a un sistema electromecánico con aplicaciones en electromovilidad. En base a los estudios recientes del inversor fuente de corriente en vehículos eléctricos y al CSI propuesto y diseñado en [7], se busca evidenciar la ventaja que presenta un inversor fuente de corriente en usos de electromovilidad, evaluando mediante simulaciones en PLECS y SIMULINK el desempeño de la carga frente a distintas estrategias de control, permitiendo a futuro probar experimentalmente una máquina de imanes permanentes en usos de electromovilidad alimentada a través de un CSI.

Estudios como los expuestos en [7] y [8] plantean que se requiere de un control de corriente (ya sea lineal o basado en pasividad) y modulación vectorial (SVM), ya que este último, en comparación a su alternativa por modulación de ancho de pulsos (PWM), puede ofrecer un control más preciso

de la corriente, mejor aprovechamiento del bus DC, menor contenido de armónico y disminución en pérdidas por conmutación [9].

## **1.2 Objetivos**

### **1.2.1 Objetivo Principal**

Comparar estrategia de control lineal y por pasividad en la implementación de controladores sobre una carga rotativa alimentada a través de un inversor fuente corriente.

### **1.2.2 Objetivos Específicos**

- Modelar el sistema de potencia utilizado por vehículos eléctricos, empleando una fuente DC (batería), convertidor DC/DC, inversor fuente de corriente y carga rotativa.
- Implementar estrategias de control no lineal para el sistema de potencia en estudio.
- Evaluar la operación en lazo cerrado utilizando las plataformas PLECS y SIMULINK para comparar los resultados obtenidos con la utilización de un controlador lineal.

# Capítulo 2

## Discusión Bibliográfica

En esta sección del documento se busca rescatar los principales puntos de interés en base a estudios ya existentes hasta la fecha, siendo estos los fundamentos teóricos detrás del presente estudio.

### 2.1 Máquina Eléctrica a implementar

En el universo de las máquinas eléctricas rotatorias, existen varias alternativas y modelos, dependiendo de los aspectos constructivos que se tengan en consideración. En la Figura 2.1 se presentan algunas de las subdivisiones más comunes.

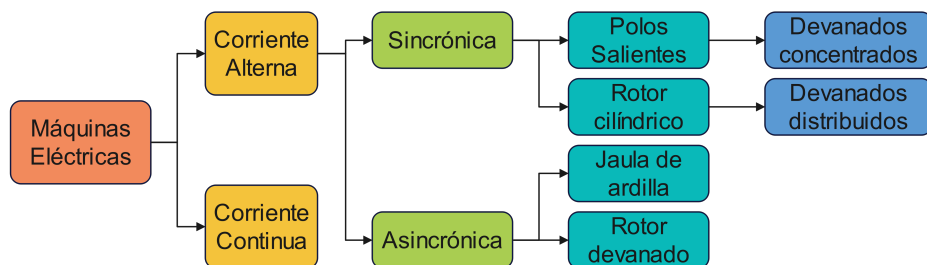


Figura 2.1: Algunas de las subdivisiones más comunes en máquinas eléctricas rotatorias.

Hoy en día, la industria automotriz ha privilegiado la máquina sincrónica de imanes permanentes (PMSM) respecto a las demás alternativas, ya que, aunque presenta un mayor ripple de torque, presenta beneficios como mayor sencillez en su estrategia de control, gran densidad de potencia y mayor eficiencia [2].

Además, cabe mencionar que las PMSM se pueden diferenciar como de flujo axial o radial. Las primeras, debido a su diseño más compacto y alargado, se suelen utilizar donde el espacio axial es reducido y se utilizan directamente acoplados a la rueda, mientras que aquellas de flujo radial presentan un diseño más ancho y compacto en la dirección axial, utilizadas principalmente

en aplicaciones de tracción y cuando el espacio axial disponible no es una limitante [10].

Considerando que el destino del presente estudio tiene como finalidad ser implementado en electromovilidad, la máquina eléctrica a ser estudiada con mayor profundidad corresponde a una PMSM de flujo radial.

## 2.2 Selección del semiconductor adecuado

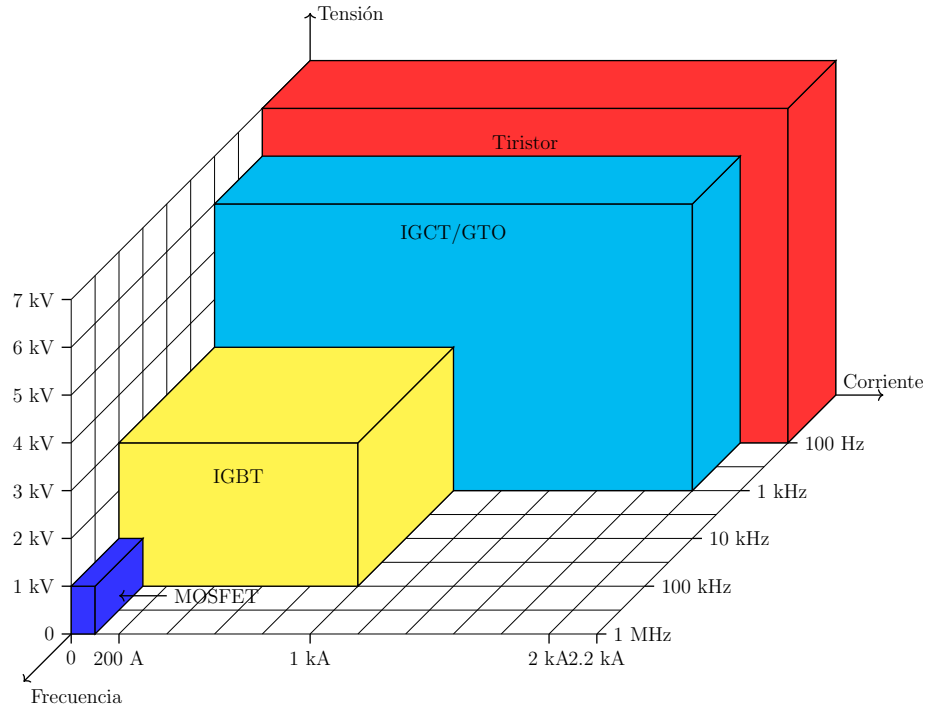


Figura 2.2: Comparación aproximada de las condiciones de operación de algunos semiconductores, basado en [11]

Según se describe en las memorias de título [12] y [13], el semiconductor que cumple con las necesidades del presente problema corresponde a los IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors), donde, de la Figura 2.2 se observa que presentan gran cobertura en diferentes zonas de operación, con frecuencias de conmutación de entre  $1 - 100[kHz]$  aproximadamente y, además, no requieren de la implementación de circuitos *snubbers* para su implementación, razones por las cuales en el presente documento se procede con su utilización en los diferentes esquemas de inversor y convertidor señalados posteriormente. Por otro lado, como desventaja, la tensión que aparece entre el colector-emisor cuando el IGBT está en conducción es mayor a la que aparece en los MOSFET.

## 2.3 Selección del tipo de inversor trifásico a utilizar

Considerando que la máquina a alimentar requiere de una fuente trifásica y alterna, mientras que la fuente de alimentación es de corriente continua, se hace necesario la incorporación de un inversor trifásico.

Entre las topologías de inversores de 2 niveles más conocidos se encuentran los esquemas presentados en las Figuras 2.3 y 2.4, correspondientes a un inversor fuente de tensión (VSI) y a un inversor fuente de corriente respectivamente, ambos estudiados en [3]. Cabe destacar que también existen las topologías multinivel, pero no serán estudiados en el presente documento.

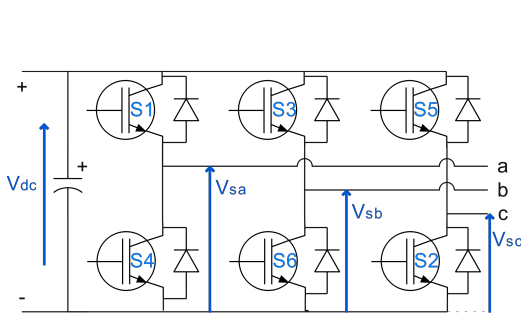


Figura 2.3: Esquema inversor fuente de tensión (VSI).

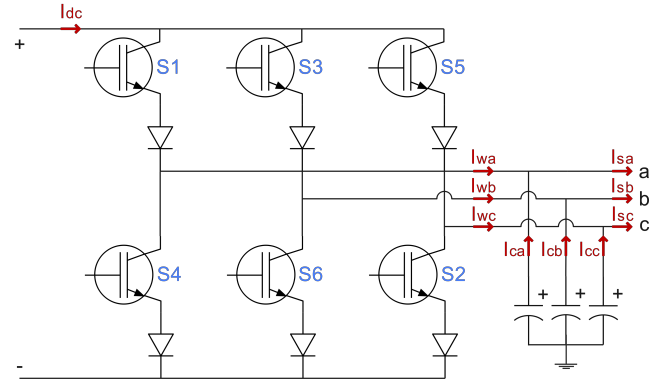


Figura 2.4: Esquema inversor fuente de corriente (CSI).

Como se puede observar, en ambas topologías se utilizan 6 IGBTs y 6 diodos. Entre las principales diferencias entre ambos esquemas, además de las conexiones de los diodos, se desprende que el VSI requiere de un capacitor en la entrada para mantener una fuente de tensión cuasi-ideal, filtrado de armónicos y reducir las pérdidas por conmutación al proporcionar una ruta a las corrientes generadas por la acción de los interruptores del inversor, mientras que el CSI utiliza un capacitor por fase como filtro AC en la salida del esquema, con la finalidad de filtrar armónicos, actuar como almacenadores de energía para lograr una estabilización de la corriente en la salida y reducción en las pérdidas por conmutación. Cabe destacar que en este último esquema los capacitores tienen una magnitud considerablemente menor que el utilizado en el VSI, sin embargo, se debe tener en cuenta que también se suelen incorporar a la salida inductores.

Además, según se indica en el documento [3], la confiabilidad del inversor de tensión presenta limitaciones por la acción de la modulación PWM, donde los escalones de tensión en la salida del convertidor generan una alta tasa de ruido electromagnético, causando una degradación en el aislamiento del motor debido a las sobretensiones surgidas de las transiciones en el VSI, esto es, un alto valor en el  $dv/dt$  en los devanados del motor. De esta forma, el CSI presenta importantes ventajas para las aplicaciones en el ámbito de vehículos eléctricos o híbridos, en especial la ganancia

de tensión que presenta el inversor fuente de corriente. Estas ventajas se pueden traducir en una reducción del tamaño y, en algunos casos, reducción en el costo del inversor, aumentando la confiabilidad, eficiencia y vida útil del conjunto, convirtiendo de esta manera al inversor fuente de corriente en un esquema atractivo para las aplicaciones de electromovilidad.

## 2.4 Convertidor DC/DC

La alimentación del inversor trifásico se puede llevar a cabo mediante la implementación de un convertidor DC/DC, el cual a partir de una fuente de tensión, como por ejemplo un banco de baterías, debe ser capaz de entregar una corriente continua controlada y que permita la regeneración de energía, ya que la aplicación propuesta es para usos en electromovilidad.

En el documento [14] se plantea la implementación de un convertidor como el señalado en la Figura 2.4, el cual cumple con las características mencionadas.

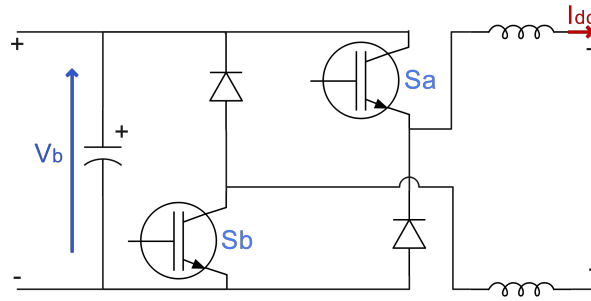


Figura 2.5: Convertidor DC/DC Buck-Boost.

## 2.5 Modulación de pulsos para los semiconductores

Para determinar cual es la estrategia óptima de modulación de pulsos que serán aplicados en el inversor de corriente trifásico, se recurre al libro *High-Power Converters and AC Drives* [21], sección 10.3, donde se realiza un estudio comparativo entre la modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation* en inglés), la modulación por espacios vectoriales (SVM, *Space Vector Modulation* en inglés) y eliminación selectiva de armónicos (SHE, *Selective Harmonic Elimination* en inglés) en un inversor fuente de corriente (CSI).

A favor del SVM, se desprende que, debido a su capacidad de generar formas de onda más suaves esta tiene un menor contenido armónico en la forma de onda en la salida del CSI, reducción en las pérdidas por conmutación, presenta un índice de modulación más elevado y se recomienda principalmente en aplicaciones donde se requiera de una respuesta dinámica más rápida. La modulación PWM por otro lado, se destaca por su simplicidad en la implementación desde el

punto de vista de control y por que requiere una menor complejidad de software. En cuanto al SHE, se destaca por su capacidad de eliminar armónicos específicos y conocidos, pudiendo otorgar una señal de salida de alta calidad y baja distorsión armónica.

De esta manera, considerando que en el caso de estudio se requiere priorizar la estabilidad del sistema y que este sea capaz de rechazar rápidamente las perturbaciones externas, se requiere de una respuesta dinámica rápida y una forma de onda en la salida con el menor contenido armónico posible, por lo que la estrategia a utilizar en el desarrollo del presente documento corresponde a la modulación por espacios vectoriales (SVM).

## 2.6 Controlador de Corriente

Para controlar la corriente eléctrica que circula por el CSI existen diferentes metodologías y estrategias, las que se pueden diferenciar entre lineales y no lineales. Las estrategias de control lineal se caracterizan por implicar una linealización de parámetros en un punto de trabajo, lo que podría acarrear una complicación respecto a la respuesta dinámica del controlador en términos de rapidez en la actuación y estabilidad frente a un punto de operación distinto al cual ha sido diseñado. Mientras que las estrategias de control no lineal se caracterizan por requerir de un análisis matemático más avanzado, debido a que los sistemas en los cuales son implementados suelen ser más complejos, en los cuales puede existir más de un punto de equilibrio en estado estacionario y se consideran fenómenos que no pueden describirse o predecirse mediante modelos lineales [15].

Entre las diferentes técnicas conocidas de control no lineal, se destaca la de control control basado en la pasividad (PBC), proveniente de los modelos Hamiltonianos controlados por puerto (PCH, *Port-Controlled Hamiltonian* en inglés). Esta técnica es especialmente útil para estudiar sistemas complejos no lineales, descomponiéndolos en subsistemas más simples que, al interconectarse, suman sus energías para determinar el comportamiento del sistema completo. De esta manera, el control PBC tiene como enfoque modelar el sistema dinámico y de un patrón de interconexión tal que la función energética global adopte la forma deseada [4].

El control basado en pasividad (PBC) es una técnica centrada en garantizar la estabilidad del sistema mediante el diseño de controladores robustos para sistemas descritos por sus ecuaciones de energía cinética y potencial, asignando una función de energía en lazo cerrado igual a la diferencia entre la energía del sistema y la energía suministrada por el controlador, buscando conseguir la estabilización mediante el equilibrio energético [5]. Mediante la teoría de interconexión y asignación de amortiguación (IDA) se busca extender la técnica de PBC a una variedad más amplia de sistemas, incluyendo fenómenos como la amortiguación propia e interconexiones de los estados del sistema, en búsqueda de identificar la función natural del sistema y optimizar su energía [16].

Por lo general, el control de velocidad y/o torque es de vital importancia en un motor eléctrico.

Particularmente en el contexto de la electromovilidad, el motor se ve sometido a condiciones de operación que no son fijas, por consecuencia de las constantes aceleraciones y desaceleraciones de un vehículo.

Es por esta razón que se plantea implementar una modificación controlada de la energía natural del sistema mediante controladores basados en pasividad (PBC en inglés), los cuales presentan una respuesta dinámica relativamente más rápida y con mejor desempeño en estado dinámico respecto a su comportamiento frente a un amplio rango de velocidades [6].

En [4] se diseña un controlador lineal de corriente para una máquina alimentada a través de un CSI, considerando el sistema de segundo orden que representa al inversor junto con su filtro capacitivo. En el documento se presenta una metodología de diseño para el lazo cerrado de control de corriente para una máquina alimentada por un CSI, planteando e implementando diferentes estrategias de control que involucran diferentes estrategias de desacople de variables, como la compensación *feed-forward*, además de un método de amortiguación activa para mejorar la estabilidad del sistema. De manera análoga, en [6] se presenta una estrategia de control pasiva basada en la interconexión y asignación de amortiguación (IDA-PBC) para operar en un CSI con modulación por SVM, donde su comparación respecto al controlador lineal mencionado, corresponde al eje central del presente estudio.

## Capítulo 3

# El Sistema Eléctrico y su Arquitectura de Control

El sistema de potencia a utilizar para el desarrollo de la presente memoria de título, corresponde al elaborado en el software *PLECS* y presentado en la Figura 3.1, cuyos parámetros constructivos corresponden a los dispuestos en las Tablas 3.1 y 3.2. La máquina seleccionada corresponde a la disponible en el laboratorio de electricidad en la Universidad Técnica Federico Santa María, de imanes permanentes.

En el esquema del sistema de potencia se puede apreciar la presencia de una máquina síncrona de imanes permanentes, como la presentada en la sección 2.1, alimentada mediante un CSI como el presentado en la sección 2.3, el cual se alimenta de un convertidor DC/DC como el ya descrito en la sección 2.4 y, finalmente, a este último se conecta la fuente de energía DC, que en este caso corresponde a un banco de baterías de tensión  $V_b$ .

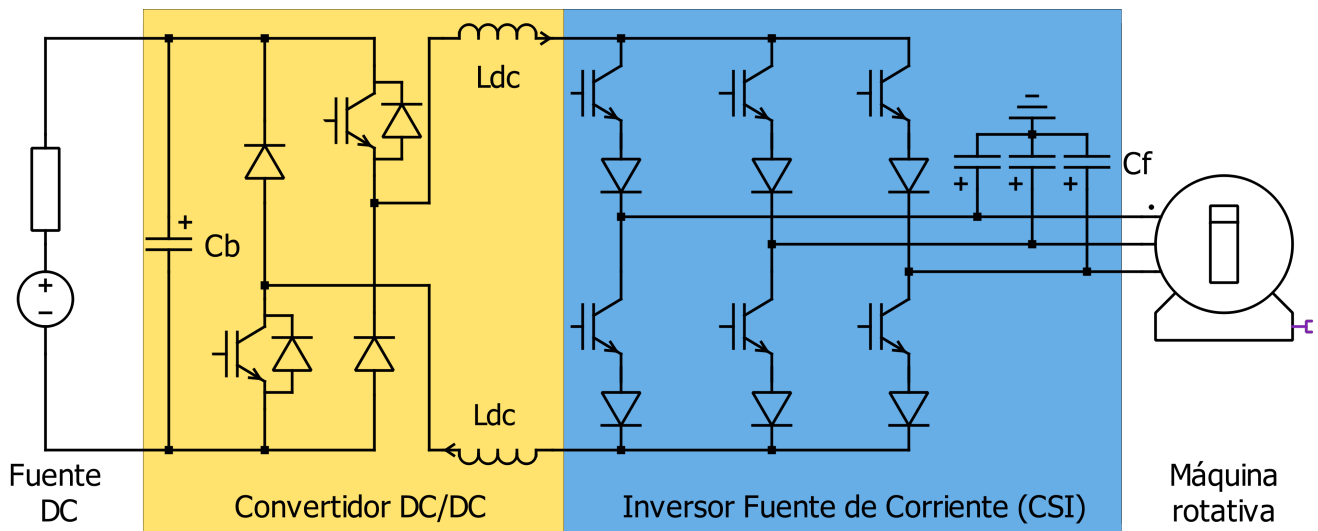
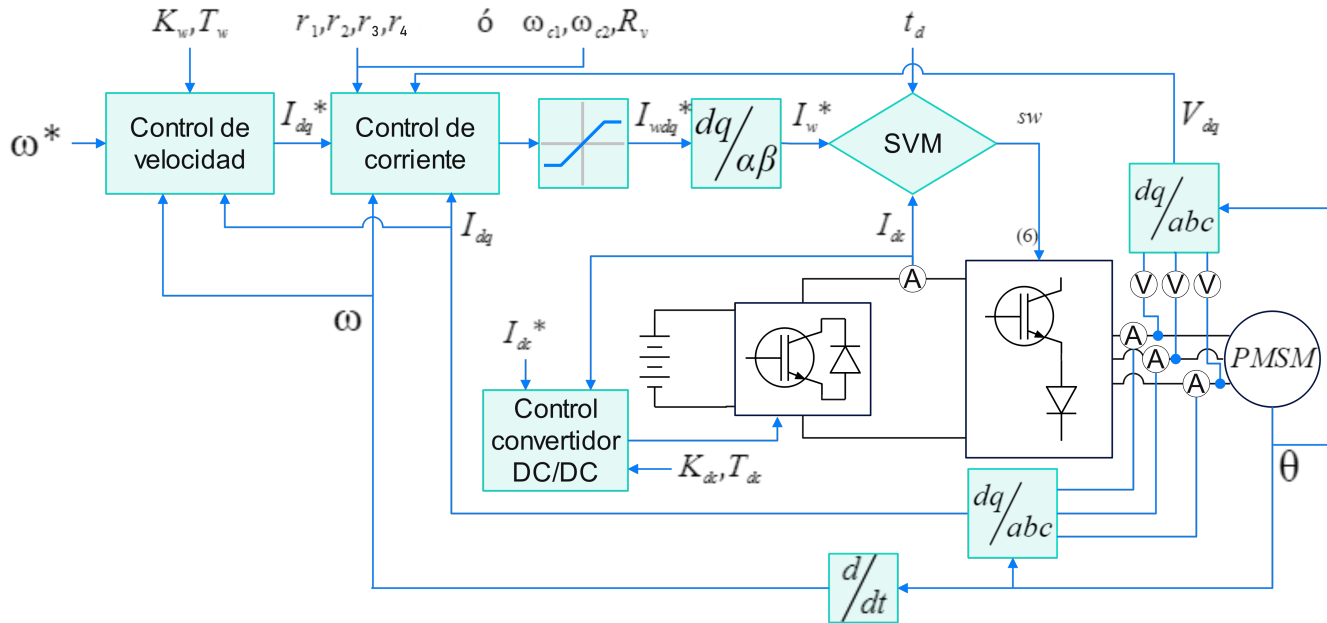


Figura 3.1: Esquema completo del sistema de potencia utilizado para las simulaciones.

Tabla 3.2: Parámetros de la máquina eléctrica a implementar.

|          |       |          |
|----------|-------|----------|
| $P_n$    | 8     | $kW$     |
| $T_n$    | 30    | $Nm$     |
| $n$      | 525   | $rpm$    |
| $R_s$    | 0.05  | $\omega$ |
| $L_d$    | 2.940 | $mH$     |
| $L_q$    | 3.075 | $mH$     |
| $\Psi_m$ | 0.215 | $Wb$     |
| $J$      | 0.022 | $Kgm^2$  |
| $p$      | 5     | —        |

A grandes rasgos, la arquitectura de control del sistema de potencia expuesto en la Figura 3.1 se presenta en el esquema de la Figura 3.2, donde se puede observar un sistema de control para el CSI y otro para el convertidor DC/DC.



Para llevar a cabo la arquitectura de control descrita se hará uso del software *SIMULINK*, de *MATLAB*.

## 3.1 Control CSI

Para llevar a cabo el control de los pulsos asignados a los IGBT del CSI señalado en la Figura 3.1, se requiere de una arquitectura de control como la presentada en la Figura 3.3. Según se observa, los pulsos son asignados a partir de una modulación vectorial (SVM), la cual recibe como referencia la señal entregada por el control de corriente, ya sea lineal o no lineal y, finalmente, este último control recibe una señal de referencia que proviene de la estrategia de control o actuación que se desea en la máquina.

A continuación, se presenta en detalle cada uno de los tres segmentos mencionados.

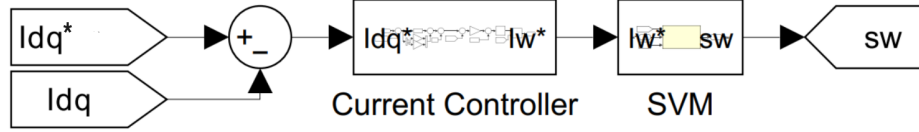


Figura 3.3: Esquema general del controlador empleado para la operación del CSI.

### 3.1.1 Modulación vectorial (SVM)

Con la ayuda del bloque C-Script en el software de simulación PLECS y siguiendo los pasos mencionados en el anexo *Modulación Vectorial SVM* 6.1, se construye el código presentado en el anexo *Código utilizado en bloque C-Script* 6.2, cuya finalidad consiste en entregar los pulsos de conmutación ( $SW$ ) a los diferentes IGBT del CSI, mientras que como parámetros de entrada recibe la corriente de referencia  $I_w^*$  controlada en el plano real - imaginario ( $\alpha - \beta$ ), la corriente en el enlace DC ( $I_{dc}$ ), frecuencia de modulación  $f_{svm}$  y el tiempo vivo u *overlap time* a incorporar ( $T_d$ ).

Para determinar la frecuencia de modulación  $f_{svm}$ , se debe tener en cuenta que, mientras más elevada sea, mejor será la resolución de la señal de salida, sin embargo, también aumentan las pérdidas por conmutación y el sistema de control o de procesamiento digital necesita más tiempo para procesar los cálculos requerido. En caso contrario, si el valor de  $f_{svm}$  es relativamente bajo, la calidad en la señal de salida no será buena y los resultados podrían no ser los esperados. Por otro lado, respecto a la selección de un tiempo de overlap, ocurre que si se configura un valor de  $0[s]$ , debido a que las conmutaciones en la realidad no son ideales, aparecen tensiones transitorias en los interruptores que se traducen en peaks de tensión y generación de armónicos en la forma de onda en la salida del inversor, razón por la cual se hace necesario incorporar un tiempo de solapamiento en la activación de los interruptores conocido como *overlap time*. Análogamente, si el *overlap time* seleccionado es demasiado grande, la calidad de la señal en la salida del inversor se distorsiona, lo cual puede afectar negativamente la eficiencia del inversor.

De esta manera, implementando los valores de  $f_{svm} = 10[kHz]$  y  $T_d = 1[\mu s]$  se obtiene el

bloque SVM señalado en la Figura 3.3, el cual posteriormente será simulado individualmente para visualizar su funcionamiento.

### 3.1.2 Control de corriente

Para la elaboración del control de corriente serán utilizados los fundamentos de control lineal y no lineal, siendo este el eje central del presente documento. En el bloque *Current Controller* de la Figura 3.3, se observa que independientemente del método a utilizar, el parámetro de entrada corresponde a la diferencia entre  $I_{dq}^*$  y  $I_{dq}$ , mientras que en la salida se entrega la corriente de referencia controlada  $I_w^*$ .

#### Control lineal de corriente

Según se presenta en el documento [4], para el desarrollo de un controlador lineal de corriente en lazo cerrado es necesario desacoplar las interferencias mutuas entre los ejes d y q generadas en el sistema sincrónico. Es por ello que se presenta una metodología para el desacople de las variables, conocida como *feed-forward*, además de un método de amortiguación activa para mejorar la estabilidad del sistema.

En primer lugar, en el documento señalado se presenta que el diagrama de bloques de un CSI conectado a una carga rotatoria, como los presentados en la Figura 2.4 y en la sección 2.1 respectivamente, se puede representar como se muestra en el esquema de la Figura 3.4, donde  $J$ ,  $\omega$ ,  $L_{dq}$  y  $R_s$  corresponden a parámetros de la máquina eléctrica señalada en la sección 2.1, y  $C_f$  al filtro de capacitores del CSI señalado en la Figura 2.4.

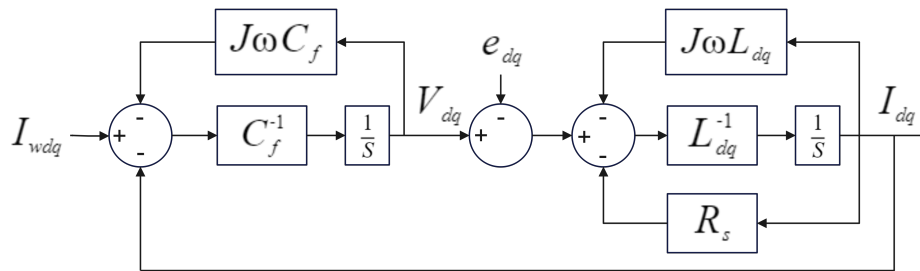


Figura 3.4: Diagrama de bloques de un CSI conectado a una máquina rotatoria [4].

Para llevar a cabo el control de la corriente  $I_{dq}$  entregada al CSI, primero es necesario controlar la corriente de referencia  $I_{wdq}^*$  entregada al bloque SVM. Para ello, se implementa el diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.5, donde se destaca la utilización de una modulación vectorial como la señalada en la sección 6.1. Además, se observa la utilización de una ganancia  $K_{pv}$ , la cual cumple la función de controlar la tensión  $V_{dq}$  en los capacitores, mientras que la suma de una

corriente  $I_{dq_{ff}}$ , cumple la función de desacoplar el parámetro  $J\omega C_f V_{dq}$  de la Figura 3.4 mediante el método de *Feed-Forward*.

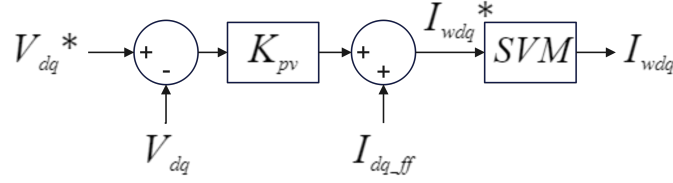


Figura 3.5: Diagrama de bloques utilizado para controlar la corriente de salida del CSI.

En cuanto a la ganancia  $K_{pv}$ , se puede utilizar como un filtro pasa bajos al establecer que  $K_{pv} = C_f \cdot \omega_{c1}$ , donde  $\omega_{c1}$  corresponde a la frecuencia de corte, mientras que  $I_{dq_{ff}}$  se puede calcular empleando la ecuación (3.1).

$$I_{dq_{ff}} = I_{dq} + j\omega \cdot C_f \cdot V_{dq} \quad (3.1)$$

De manera similar, para establecer control sobre la tensión de referencia  $V_{dq}^*$ , se puede utilizar un esquema de control como el señalado en la Figura 3.6. Según se señala en [4], mediante el controlador PI se busca modificar la corriente  $I_{dq}$ , mientras que con la tensión  $V_{dq_{ff}}$  se busca desacoplar el parámetro  $J\omega L_{dq} I_{dq}$  de la Figura 3.4. La tensión se puede obtener mediante la metodología de *Feed Forward*, según se presenta en las ecuaciones (3.7) y (3.8), donde  $e_{dq}$  corresponde a la tensión de retorno (*back-EMF* en inglés) que ocurre internamente en una máquina de corriente alterna, la cual también se presenta en la Figura 3.4.

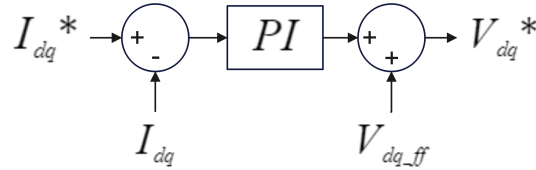


Figura 3.6: Diagrama de bloques utilizado para controlar la tensión de referencia en los capacitores.

$$V_{d_{ff}} = -\frac{\omega}{\omega_{c1}}(V_q - R_s \cdot I_q - \omega \cdot L_d \cdot I_d - e_q + e_d) - \omega \cdot L_q \cdot I_q + e_d \quad (3.2)$$

$$V_{q_{ff}} = \frac{\omega}{\omega_{c1}}(V_d - R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q - e_d + e_q) + \omega \cdot L_d \cdot I_d + e_q \quad (3.3)$$

Además, es posible utilizar el controlador PI como un filtro pasa bajos estableciendo que  $K_{pd} = L_d \cdot \omega_{c2}$ ,  $K_{pq} = L_q \cdot \omega_{c2}$  y  $K_{id} = K_{iq} = R_s \cdot \omega_{c2}$ , donde  $K_{pd}$  y  $K_{pq}$  corresponden a las ganancias proporcionales del controlador PI,  $K_{id}$  y  $K_{iq}$  a las ganancias integradoras, y  $\omega_{c2}$  a la frecuencia de corte como pasa altos.

Adicionalmente, en búsqueda de mantener la estabilidad del controlador de corriente debido a errores en los parámetros u otras perturbaciones externas, se recomienda implementar el método de amortiguación activa, el cual consiste en incorporar una resistencia virtual  $R_v$  en el controlador de corriente, tal como se presenta en la Figura 3.7, y modificando las ganancias del integrador en el controlador PI por  $K_{id} = K_{iq} = (R_s + R_v) \cdot \omega_{c2}$ .

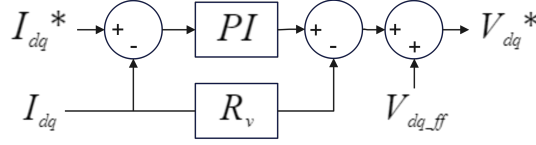


Figura 3.7: Implementación del método de amortiguación activa en esquema de la Figura 3.6.

Para calcular el valor de la tensión  $e_{dq}$ , considerando el valor de  $R_v$ , en [4] se plantea un esquema del cual se desprenden la ecuaciones (3.4) y (3.5). De esta manera, utilizando las ecuaciones teóricas de tensión y flujo de una máquina sincrónica, se da lugar a la relación (3.6).

$$e_d = V_d - (R_s + R_v) \cdot I_d - L_d \cdot \dot{I}_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad (3.4)$$

$$e_{dq} = -R_v \cdot I_d + j(\omega \cdot \Psi_m - R_v \cdot I_q) \quad (3.6)$$

$$e_q = V_q - (R_s + R_v) \cdot I_q - L_q \cdot \dot{I}_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d \quad (3.5)$$

Luego, las ecuaciones (3.2) y (3.3) pueden ser reescritas como se presenta en las ecuaciones (3.7) y (3.8).

$$V_{d_{ff}} = -\frac{\omega}{\omega_{c1}}(V_q - R_s \cdot i_q - \omega(L_d \cdot I_d + \Psi_m) + R_v(I_q - I_d)) - \omega \cdot L_q \cdot i_q - R_v \cdot i_d \quad (3.7)$$

$$V_{q_{ff}} = \frac{\omega}{\omega_{c1}}(V_d - R_s \cdot I_d + \omega(L_q \cdot I_q + \Psi_m) + R_v(I_d - I_q)) + \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \Psi_m - R_v \cdot I_q \quad (3.8)$$

Por otro lado, también en [4], se realiza un análisis de estabilidad de polos y ceros, en el cual se obtiene que las frecuencias de corte  $\omega_{c1}$  y  $\omega_{c2}$  se encuentran relacionadas a la función de transferencia de un filtro pasa bajos de segundo orden señalada en la ecuación (3.9). De esta manera, ambos términos se pueden expresar en función de la frecuencia natural del sistema  $\omega_n$  y la relación de amortiguación  $\xi$ .

$$H(s) = \frac{I_{dq}(s)}{I_{dq}^*(s)} = \frac{\omega_{c1}\omega_{c2}}{s^2 + \omega_{c1} \cdot s + \omega_{c1}\omega_{c2}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (3.9)$$

de donde se desprenden las relaciones  $\omega_{c1} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n$  y  $\omega_{c2} = \omega_n^2/\omega_{c1}$ .

Finalmente, el esquema completo teórico a considerar para el control lineal de corriente corresponde al señalado en la Figura 3.8, esquema que se rige por las ecuaciones (3.1), (3.7) y (3.8),

junto con los parámetros  $K_{pv} = C_f \cdot \omega_{c1}$ ,  $K_{pd} = L_d \cdot \omega_{c2}$ ,  $K_{pq} = L_q \cdot \omega_{c2}$  y  $K_{id} = K_{iq} = (R_s + R_v) \cdot \omega_{c2}$ , utilizando las frecuencias de corte  $\omega_{c1} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n$  y  $\omega_{c2} = \omega_n^2 / \omega_{c1}$ , quedando de esta manera el control del sistema en función de las variables  $\omega_n$  y  $\xi$ .

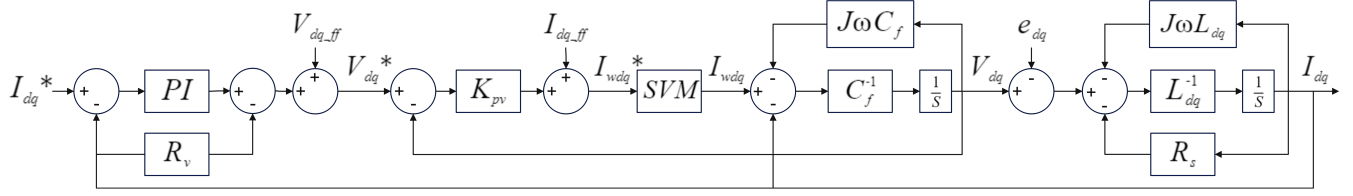


Figura 3.8: Esquema completo de control lineal de corriente.

De esta manera, se da origen en el software SIMULINK al esquema de control presentado en las Figura 3.9, donde se agrega además un bloque para convertir la corriente  $I_w^*$  desde el plano  $d - q$  al plano  $\alpha - \beta$ , considerando la variable  $Pos$  como la medición de la posición del rotor de la máquina, con la finalidad de que la modulación SVM esté orientada con la posición del flujo de rotor de la máquina en coordenadas  $dq$ .

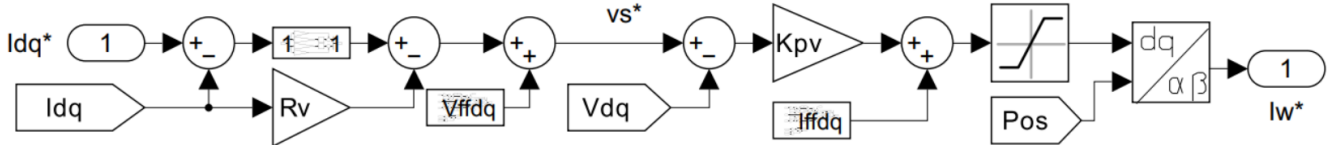


Figura 3.9: Esquema realizado en PLECS para el control lineal de corriente.

### Control no lineal de corriente

En cuanto al control no lineal de corriente, este es planteado a partir del modelo PCHD (*Port-controlled dissipative Hamiltonian*) [6], cuya principal ecuación corresponde a (3.10). En ella, se encuentra el término  $\dot{x}$  en representación de toda la energía almacenada en el sistema, el término  $J(x)$  corresponde a la matriz de interconexión con los parámetros que almacenan energía,  $R(x)$  a la matriz de amortiguamiento con los parámetros que disipan energía,  $g(x)$  a la matriz de entrada y  $\xi$  corresponde a las perturbaciones externas del sistema.

$$\dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x) \cdot u + \xi \quad (3.10)$$

El sistema eléctrico de potencia descrito en la Figura 3.1 se puede describir mediante el grupo de ecuaciones (3.11) - (3.16), las cuales pueden ser redistribuidas según el modelo de la ecuación (3.10), tal como se presentan en el anexo 6.4. Se debe tener en consideración que, mientras más variables del sistema se deseen controlar, mayor será el tamaño de la matriz resultante.

$$C_f \dot{V}_d = s_d I_{dc} - I_d + \omega C_f V_q \quad (3.11) \quad L_d \dot{I}_d = V_d - R_s I_d + \omega L_q I_q \quad (3.14)$$

$$C_f \dot{V}_q = s_q I_{dc} - I_q - \omega C_f V_d \quad (3.12) \quad L_q \dot{I}_q = V_q - R_s I_q - \omega L_d I_d - \omega \Psi_m \quad (3.15)$$

$$L_{dc} \dot{I}_{dc} = V_{dc} - s_d e_d - s_q e_q \quad (3.13) \quad J \dot{\omega} = p((L_d - L_q) I_d I_q + \Psi_m i_q) \quad (3.16)$$

De esta manera y según se detalla en el anexo mencionado, se desprenden las ecuaciones (3.17) - (3.22), donde se puede observar que las dos primeras aluden a un control de tensión mediante los parámetros  $r_1$  y  $r_2$ , mientras que las dos centrales aluden al control de corriente mediante los parámetros  $r_3$  y  $r_4$ . En esta oportunidad, como las dos últimas ecuaciones caen fuera del campo de estudio del presente documento, estas no serán consideradas.

$$s_d = (I_d - \omega C_f V_q + r_1(V_d - V_d^*)) / I_{dc} \quad (3.17)$$

$$s_q = (I_q - \omega C_f V_d + r_2(V_q - V_q^*)) / I_{dc} \quad (3.18)$$

$$V_d^* = (r_3 + R_s)(I_d - I_d^*) + R_s I_d - I_q L_q \omega \quad (3.19)$$

$$V_q^* = (r_4 + R_s)(I_q - I_q^*) + R_s I_q - I_d L_d \omega + \Psi_m \omega \quad (3.20)$$

$$T_L/p = I_q(I_d(L_d - L_q) + \Psi_m) - r_5(\omega - \omega^*) \quad (3.21)$$

$$V_{dc} = s_d V_d + s_q V_q + r_6(I_{dc} - I_{dc}^*) \quad (3.22)$$

A partir de las expresiones (3.17) y (3.18) del sistema de ecuaciones, se presenta una estrategia de control pasiva basada en la interconexión y asignación de amortiguación (IDA-PBC) para operar en un CSI con modulación por SVM a partir de una tensión de referencia  $V_{dq}^*$ . El esquema propuesto es el señalado en la Figura 3.10, donde  $I_{dq_{eq}} = I_{dq} + j\omega \cdot C_f \cdot V_{dq}$ , la cual resulta ser comparable a la ecuación (3.1) en la metodología *Feed-Forward* del controlador lineal, razón por la cual se procede a implementar la misma ganancia proporcional  $K_{pv}$  ya implementada en el controlador lineal de corriente, es decir,  $r_1 = r_2 = K_{pv}$ . Además, como adicional personal del autor, se decide incorporar al esquema original una ganancia integradora de valor  $T_r$ , es decir, utilizando un controlador PI y no solo P, con la finalidad de obtener mejores resultados.

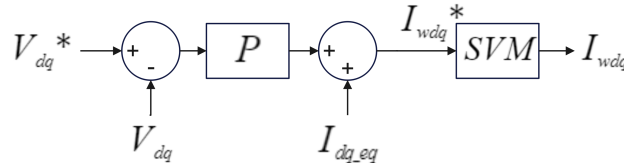


Figura 3.10: Diagrama de bloques utilizado para controlar la corriente de salida del CSI.

Por otro lado, para obtener la tensión de referencia deseada  $V_{dq}^*$  a partir de una corriente de

referencia deseada  $I_{dq}^*$ , se recurre a las expresiones (3.19) y (3.20) del sistema de ecuaciones. De esta manera, se da origen al esquema de control diseñado en SIMULINK presentado en la Figura 3.11, donde, de manera similar que en el controlador lineal, se agrega un bloque para llevar la corriente  $I_w^*$  desde el plano  $d - q$  al plano  $\alpha - \beta$ . De la Figura 3.11, el bloque de función  $V_{dqeq}$  hace referencia a las ecuaciones (3.23) y (3.24) respectivamente.

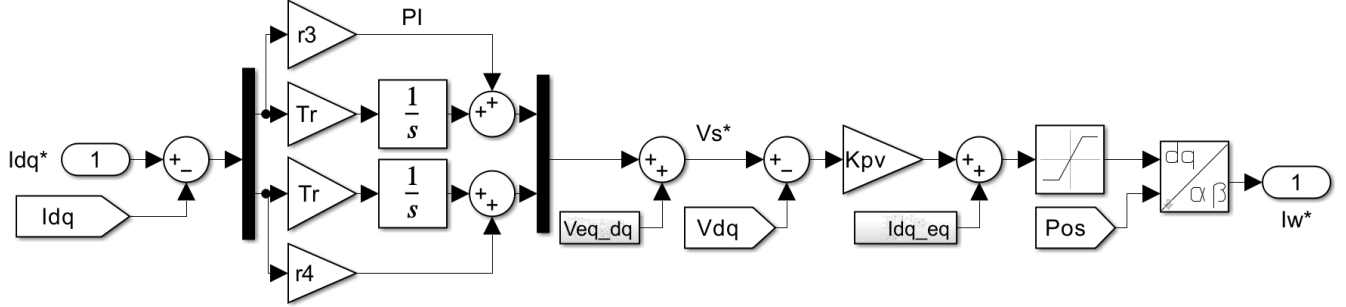


Figura 3.11: Esquema realizado en PLECS para el control de corriente basado en pasividad.

$$V_{eqd} = R_s \cdot I_d - L_q \cdot i_q \cdot \omega \quad (3.23)$$

$$V_{eqq} = R_s \cdot I_q + L_d \cdot i_d \cdot \omega + \Psi_m \cdot \omega \quad (3.24)$$

En cuanto a la obtención de los parámetros de control PI  $r_3$ ,  $r_4$  y  $T_r$ , junto con la ganancia  $k$ , estos serán obtenidos empíricamente en la sección 4.1.4.

### 3.1.3 Estrategia de control

Las corrientes de referencia  $I_d^*$  y  $I_q^*$  señaladas en la Figura 3.3 se pueden obtener mediante diferentes estrategias de control, dependiendo del resultado deseado. Algunas de ellas son *Máximo Torque por Ampere* (MTPA, Maximal Torque Per Ampere en inglés), *Flujo Mínimo por Torque* (MFPT, Minimal Flux Per Ampere en inglés), *Debilitamiento de campo* (FW, Field Weakening en inglés), torque de excitación controlado, entre otras estrategias [12].

La estrategia de control a utilizar corresponde al seguimiento de la referencia de velocidad mediante el control de torque eléctrico, la cual consiste en establecer  $i_d^* = 0$  para anular el torque de reluctancia y emplear la ecuación (3.26) para el control del torque de excitación, ecuación obtenida a partir de la relación teórica de torque eléctrico señalada en la ecuación (3.25).

$$T_e = \frac{3}{2}p \cdot i_q \cdot (\Psi_m + (L_d - L_q) \cdot i_d) \quad (3.25)$$

$$i_q^* = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2}p \cdot (\Psi_m + (L_d - L_q) \cdot i_d)} \quad (3.26)$$

Luego, para obtener el torque eléctrico de referencia  $T_e^*$  a partir de la velocidad de referencia  $\omega^*$  se plantea (3.27), sin embargo, para evitar la sobre actuación de la parte integradora cuando el sistema se encuentra saturado, se decide implementar un esquema *anti windup*. De esta manera, el esquema de control de velocidad a utilizar corresponde al señalado en la Figura 3.12, el cual puede ser regulado mediante los parámetros  $K_w$  y  $T_w$ .

$$T_e^*(s) = \left(K_w + \frac{T_w}{s}\right) \cdot (\omega^* - \omega) \quad (3.27)$$

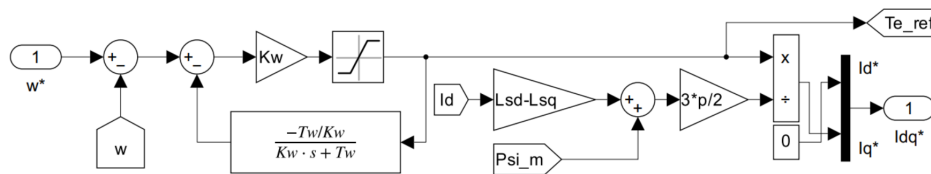


Figura 3.12: Esquema de la estrategia de control de velocidad a implementar.

### 3.2 Control Convertidor DC/DC

En cuanto al control del convertidor DC/DC señalado en la Figura 3.1, se requiere llevar a cabo el bloque de control presentado en la Figura 3.2. Para ello, se propone utilizar un controlador unipolar como el presentado en la Figura 3.13, donde  $P$  corresponde a los pulsos  $\{S_a, S_b\}$  (tomando como referencia el esquema presentado en la Figura 2.5) y  $d$ , al índice de modulación, utilizando una señal triangular como portadora, oscilando a una frecuencia de  $20[kHz]$ .

Respecto a la frecuencia de modulación, ocurre algo similar a lo descrito anteriormente con la frecuencia  $f_{svm}$ ; Mientras más elevado sea su valor, mejor será la calidad de la señal de salida y mayores serán las pérdidas por conmutación, así como también el sistema de control o de procesamiento digital se podrían ver saturados. En caso contrario, si el valor de la frecuencia es relativamente bajo, la calidad en la señal de salida no será buena y los resultados podrían no ser los esperados.

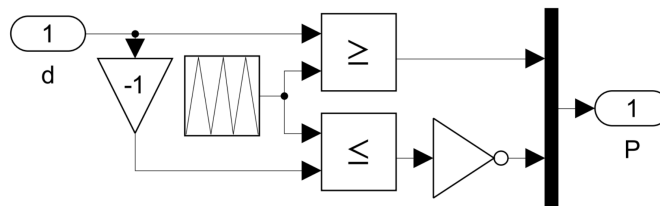


Figura 3.13: Esquema de control unipolar para el convertidor DC/DC.

Para llevar a cabo la modulación del esquema unipolar, se emplea el esquema señalado en la

Figura 3.14, el cual ya ha sido probado e implementado en tesis de grado y memorias de título, tales como [7], [12] y [17].

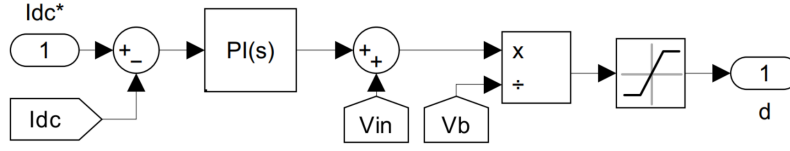


Figura 3.14: Esquema de modulación para el esquema unipolar.

De la configuración de modulación se puede apreciar que, tomando como referencia el esquema de la Figura 2.5, se utiliza un controlador PI de ganancias  $K_{dc}$  y  $T_{dc}$ , tensión de entrada  $V_b$ , tensión en los terminales de salida  $V_{in}$ , corriente de salida  $I_{dc}$  y una corriente de referencia  $I_{dc}^*$  que debe ser proporcionada.

Los ajustes de los parámetros  $K_{dc}$  y  $T_{dc}$ , junto con la corriente  $I_{dc}^*$ , serán determinados durante las simulaciones en la sección 4.1.6, ya que dependen de la máquina eléctrica a utilizar.

# Capítulo 4

## Resultados de las Simulaciones

En esta sección se procede a realizar diferentes simulaciones del sistema de potencia descrito en el capítulo 3, con la implementación de su respectiva arquitectura de control. Para ello, en primera instancia se busca corroborar el correcto funcionamiento de algunos bloques de control, tales como la modulación vectorial, control de corriente y control del enlace DC. Luego, se procede a evaluar la totalidad del sistema mediante pruebas de seguimiento de referencias y variación de parámetros, con la finalidad de analizar la estabilidad y robustez del sistema.

### 4.1 Simulaciones individuales de los diferentes segmentos

Con la finalidad de realizar correctamente los controladores asociados al CSI y al convertidor DC/DC, el sistema de potencia de la Figura 3.1 se divide en 2, quedando representados como se señala en la Figura 4.1. De esta manera se busca reemplazar el CSI por una fuente de tensión controlada, así como el convertidor DC-DC con su respectiva fuente de tensión son reemplazados por una fuente de corriente controlada e ideal.

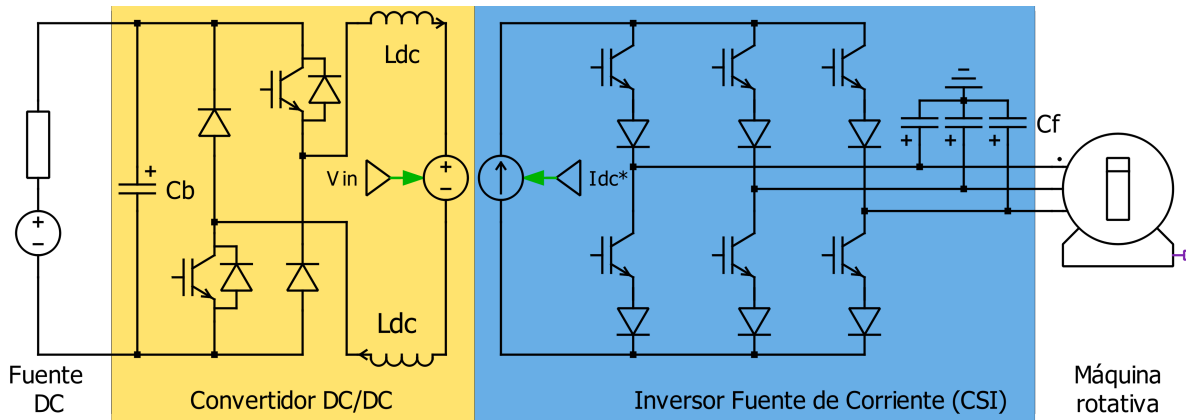


Figura 4.1: Sistema de potencia separado en dos segmentos con fuentes controladas e ideales.

### 4.1.1 Control SVM

Para probar el bloque de modulación vectorial descrito en la sección 3.1.1, se utiliza una corriente sinusoidal ideal  $I_w^*$ , señalada en la Figura 4.3, una fuente de corriente  $I_{dc}$  de 10[A] y, en primera instancia, no se utiliza *overlap time*. De esta manera, siguiendo el orden de IGBTs descrita en el esquema teórico de la Figura 2.4, en la Figura 4.2 se presenta la secuencia de conmutación en el sector I durante 2 periodos de tiempo, secuencia que es equivalente a la presentada teóricamente en la Figura 6.3. Cabe destacar que no se presentan los pulsos de los IGBT  $S_3$  y  $S_5$ , ya que en el sector en estudio estos no se encuentran operando, es decir, permanecen con un valor de cero.

De esta manera, a partir de la Figura 4.6, se desprende que aparecen armónicos de bajo orden en la corriente de salida del inversor con valores de hasta un 0.3% de su frecuencia fundamental, los cuales son generados por la conmutación de los IGBT utilizados.

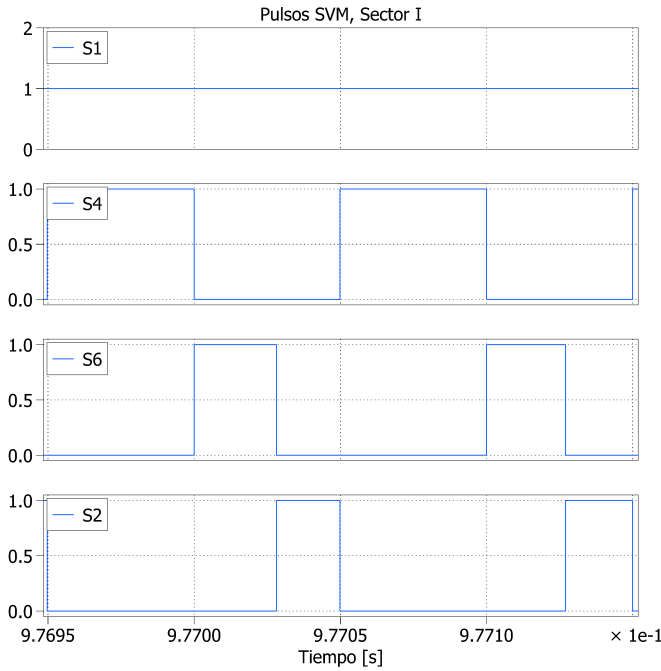


Figura 4.2: SVM operando en sector I.

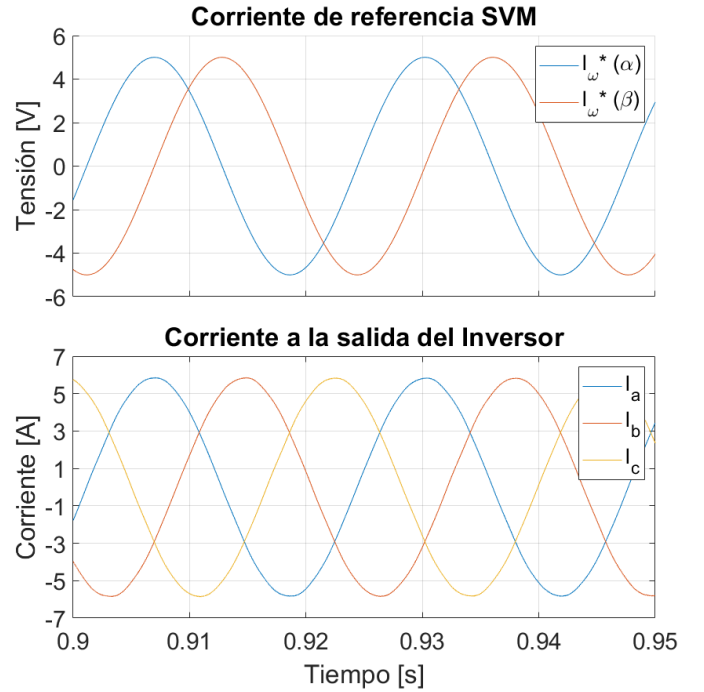


Figura 4.3: Corrientes sinusoidales en la referencia del SVM y a la salida del CSI.

Luego, en el mismo caso se implementa un *overlap time* o tiempo vivo de 10[ $\mu s$ ], con la finalidad de obtener lo expuesto teóricamente en la Figura 6.4 del anexo, dando como resultado los pulsos presentados en la Figura 4.4. Cabe destacar que la magnitud del tiempo muerto seleccionado puede ser considerado bastante grande, sin embargo, dicho valor será utilizado solo por esta simulación con fines de que se pueda apreciar de mejor manera los resultados.

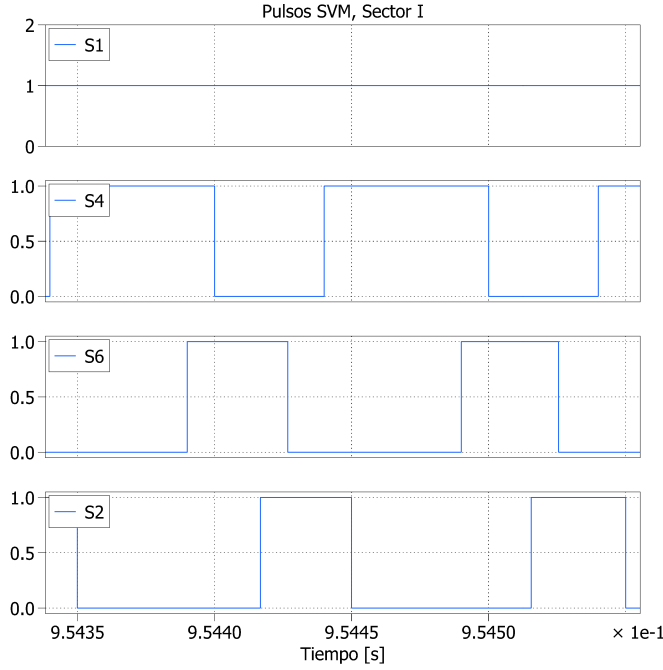


Figura 4.4: SVM operando en sector I, con *overlap time* de  $10[\mu s]$ .

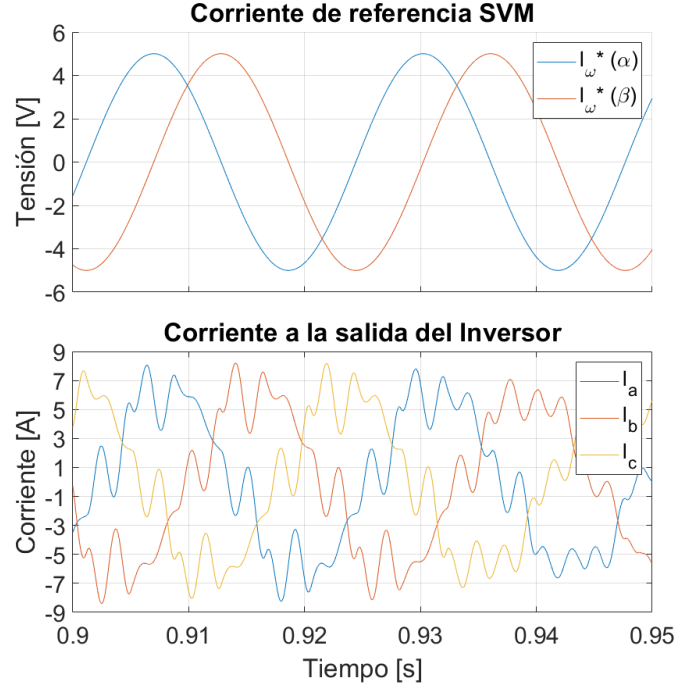


Figura 4.5: Corrientes sinusoidales en la referencia del SVM y a la salida del CSI, producto de utilizar un *overlap time* de  $10[\mu s]$ .

En la Figura 4.5 se puede apreciar como se ve afectada la corriente en la salida del inversor producto de la incorporación de un *overlap* por un tiempo prolongado. La distorsión mencionada lleva a la aparición de los armónicos mostrados en la Figura 4.7, donde para un *overlap time* de  $10[\mu s]$  se alcanzan magnitudes de  $0.397[A]$  en el caso de la quinta armónica y de  $1.428[A]$  para la séptima armónica, valores que alcanzan respectivamente un 7.49% y 26.94% de la corriente fundamental de  $5.30[A]$ .

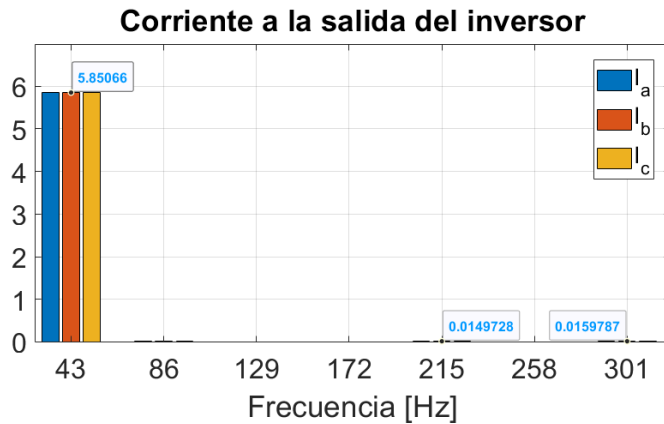


Figura 4.6: Armónicos generados a una frecuencia base de  $43[Hz]$ .

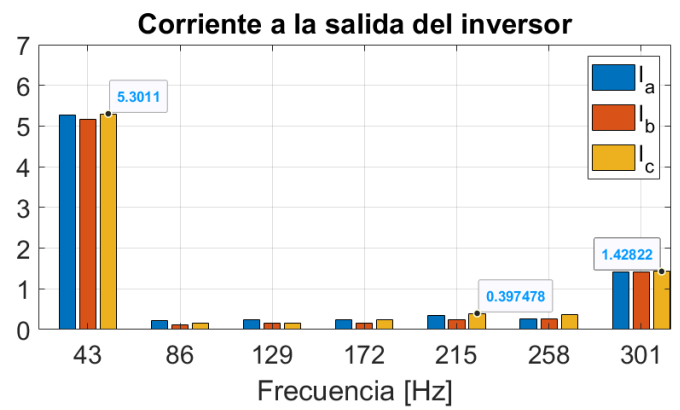


Figura 4.7: Armónicos generados al utilizar *overlap time* de  $10[\mu s]$  y frecuencia base de  $43[Hz]$ .

Finalmente, como se menciona en la sección 3.1.1, el tiempo vivo que se propone utilizar es de  $1[\mu s]$ , *overlap time* con el cual la distorsión generada en la corriente de salida del inversor es prácticamente imperceptible visualmente, como se puede observar en la Figura 4.8, sin embargo, los armónicos generados son los presentados en la Figura 4.9. En ella se observa que los armónicos de mayor magnitud alcanzan los  $0.062[A]$  y  $0.072[A]$ , presentes nuevamente en la quinta y séptima armónica, valor que corresponden respectivamente a un  $1.05\%$  y  $1.24\%$  de la fundamental de  $5.86[A]$ .

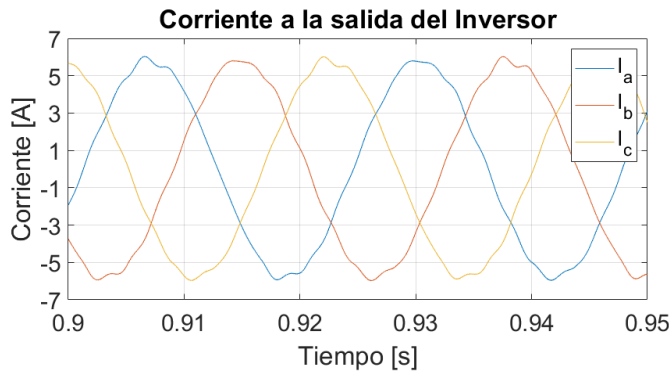


Figura 4.8: Corrientes sinusoidales en la referencia del SVM y a la salida del CSI, producto de utilizar un *overlap time* de  $1[\mu s]$ .

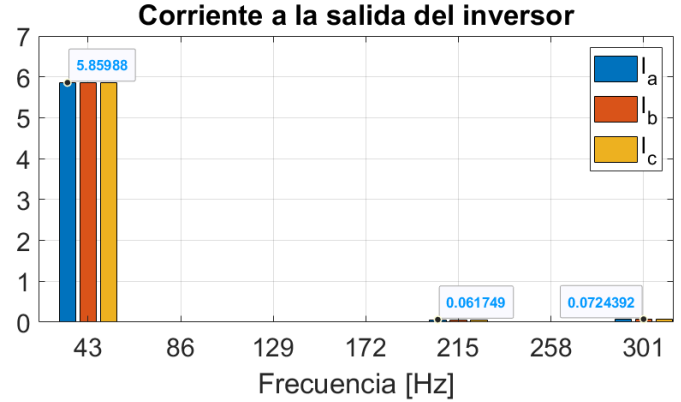


Figura 4.9: Armónicos generados al utilizar *overlap time* de  $1[\mu s]$  y frecuencia base de  $43[Hz]$ .

#### 4.1.2 Control de Corriente: Lazo Cerrado vs Lazo Abierto

Antes de evaluar los controladores de corriente lineal y no lineal, se cree pertinente analizar en primera instancia lo que sucede de no incorporar retroalimentación o *feedback* en el sistema, es decir, comparar entre lazo cerrado y lazo abierto. Como una máquina eléctrica es un sistema dinámico, no es posible obtener resultados coherentes si el lazo de control se encuentra abierto, razón por la cual, solo para el presente análisis se procede a implementar el esquema de la Figura 6.5 y la arquitectura de control de la Figura 6.6, ambas disponibles en el anexo *Esquema para lazo abierto y cerrado* 6.3.

En el sistema de potencia, los valores implementados corresponden a  $I_{dc} = 10[A]$ ,  $R_s = 0.05[\Omega]$ ,  $L_s = 3[mH]$  y  $C_f = 50[\mu s]$ . En relación con la arquitectura de control, los valores corresponden a  $10[kHz]$  en el caso de la frecuencia de modulación SVM, *overlap time*  $t_d$  variable,  $K_{pv} = 0.3$ , en el controlador PI se utiliza una ganancia proporcional de  $K_p = 3.5$  e integradora de  $K_I = 0$ , y como corriente de referencia se utiliza  $I_{dq}^* = 5 \cos(2\pi 50t) + 5 \sin(2\pi 50t)j[A]$ . De esta manera, en la Figura 4.10 se presentan las tres armónicas que presentan una mayor magnitud promedio de las 3 fases, en función de la magnitud del *Overlap Time* y diferenciando en si se utiliza lazo abierto o

cerrado.

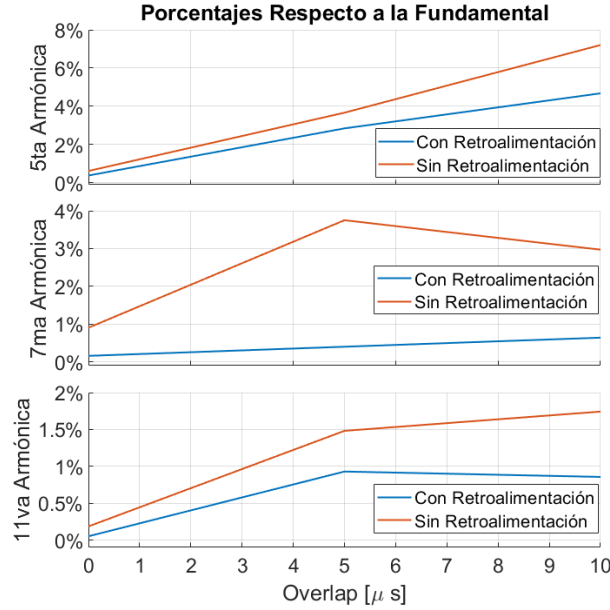


Figura 4.10: Armónicos que presentan el mayor porcentaje respecto a su valor fundamental.

Como resultado, se desprende que la retroalimentación ayuda significativamente en la reducción de los armónicos generados por el mismo inversor, sobre todo en la medida que el tiempo de solapamiento va creciendo.

### 4.1.3 Control de corriente lineal

Al implementar el controlador lineal de corriente presentado en la sección 3.1.2, se utilizan los mismos ajustes de parámetros descritos en el documento [4], los cuales presentan una dependencia de la máquina que se utiliza. A continuación, se presentan algunas simulaciones referidas a la máquina eléctrica descrita en la Tabla 3.2, mientras que en la Tabla 4.1 se presentan los parámetros implementados.

Con la finalidad de analizar el impacto de las variables  $\omega_n$  y  $\xi$  en el controlador, se alimenta la máquina en estudio mediante un CSI y girando a velocidad nominal, cuyos pulsos provienen del esquema de la Figura 3.9 con una corriente de referencia de  $I_{dq}^* = 0$ . Cabe destacar que esta última corriente señalada es utilizada solo en este apartado y utilizada solo con fines de analizar el seguimiento de la máquina, debido a que, mientras no se conecte el lazo de control en la entrada del controlador de corriente, su valor real no es conocido.

En la Figura 4.11 se puede apreciar el resultado de mantener fijos  $\xi = 0.9$  y  $R_v = 0$ , y utilizar los valores de  $\omega_{n1} = 600 \cdot \pi [\text{rad/s}]$ ,  $\omega_{n2} = 1000 \cdot \pi [\text{rad/s}]$ ,  $\omega_{n3} = 1500 \cdot \pi [\text{rad/s}]$ ,  $\omega_{n4} = 2000 \cdot \pi [\text{rad/s}]$

y  $\omega_{n5} = 2500 \cdot \pi [\text{rad/s}]$ . Mientras que en la Figura 4.12 se mantienen fijos el valor de la frecuencia natural  $\omega_n = 2000 \cdot \pi [\text{rad/s}]$  y de la resistencia virtual y  $R_v = 0$ , y se realizan las variaciones de  $\xi_1 = 0.6$ ,  $\xi_2 = 0.7$ ,  $\xi_3 = 0.8$ ,  $\xi_4 = 0.9$  y  $\xi_5 = 1.0$ . Por otro lado, en la Figura 4.13 se presenta el resultado de mantener fijos los parámetros  $\xi = 0.9$  y  $\omega_n = 2000 \cdot \pi [\text{rad/s}]$ , mientras se realizan las variaciones de  $R_{v1} = 0[\Omega]$ ,  $R_{v2} = 0.1[\Omega]$ ,  $R_{v3} = 0.5[\Omega]$ ,  $R_{v4} = 1.0[\Omega]$  y  $R_{v5} = 2.0[\Omega]$ .

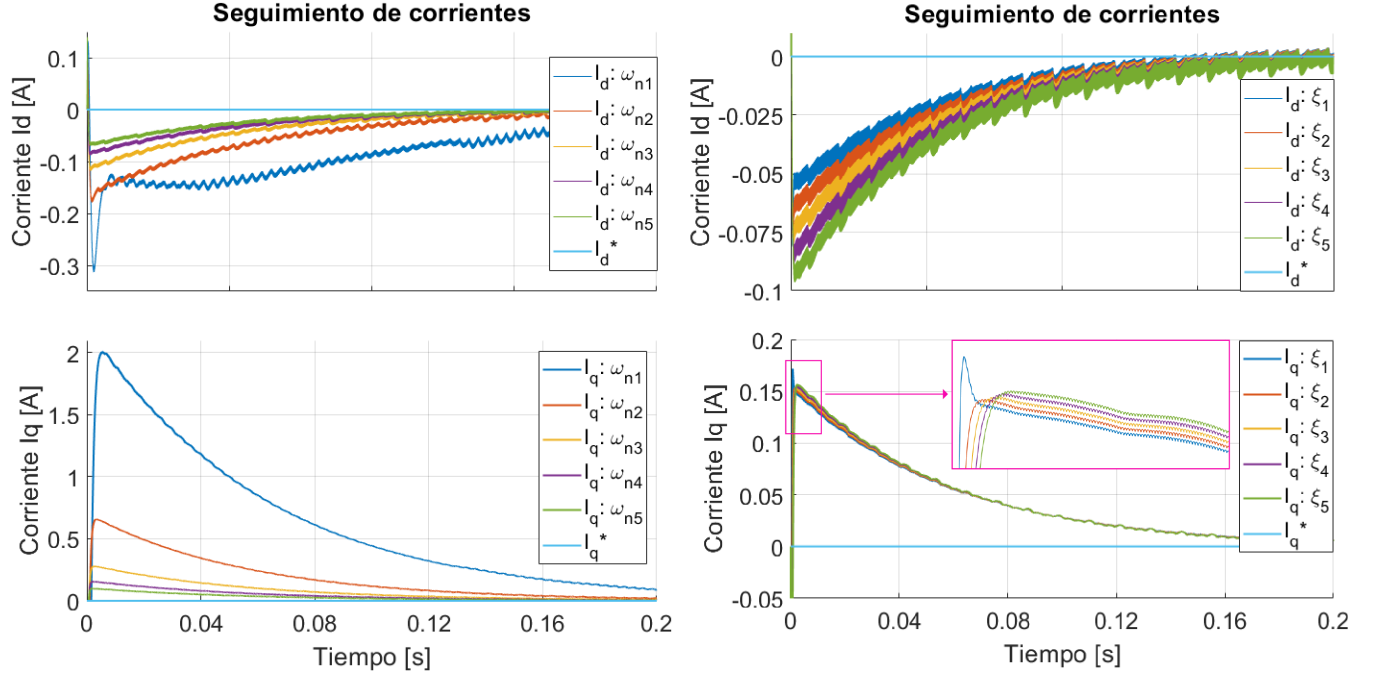


Figura 4.11: Variación de  $\omega_n$ , con  $\xi = 0.9$  y  $R_v = 0$ .

Figura 4.12: Variación de  $\xi$ , con  $\omega_n = 2000 \cdot \pi [\text{rad/s}]$  y  $R_v = 0$ .

De esta manera, a partir de la Figura 4.11 se desprende que, si se aumenta el valor de la frecuencia natural  $\omega_n$ , los tiempos de asentamiento disminuye. Además, se ve disminuida la magnitud de los undershoot en el caso de la corriente en el eje d y *overshoot* en el caso de la corriente en el eje q. Es por ello que, búsqueda de minimizar los *overshoot*, undershoot y el tiempo de asentamiento, es recomendable maximizar el valor de  $\omega_n$ , razón por la cual se selecciona  $\omega_n = 2000 \cdot \pi [\text{rad/s}]$ .

En cuanto a la variación de la relación de amortiguación  $\xi$  presentada en la Figura 4.12, se observa que si  $\xi$  aumenta, en la corriente del eje d también lo hace el valor de los undershoot y tiempo de asentamiento. Mientras que en el eje q de la corriente se puede apreciar como se ve afectado la magnitud del *overshoot*, aumentando ligeramente, sin embargo, el tiempo de asentamiento permanece prácticamente intacto. Como se pudo observar en la sección 3.1.2, matemáticamente lo que hace  $\xi$  es anular en determinadas proporciones el valor de  $\omega_{c1}$ , razón por la cual, en búsqueda de no quitarle protagonismo a dicha variable, se procede a establecer  $\xi = 0.9$ .

Finalmente, en la Figura 4.13 se observa que, a medida que el valor de la resistencia variable

$R_v$  aumenta, los tiempos de asentamiento disminuyen. Sin embargo, si bien es cierto que en el eje d de la corriente los undershoot no se ven afectados, en el eje q si aumentan los *overshoot*. Es por esta razón que se decide utilizar un valor de  $R_v = 1.0[\Omega]$ , el cual minimizar el tiempo de asentamiento y elevar lo menos posible el *overshoot* de corriente en el eje q.

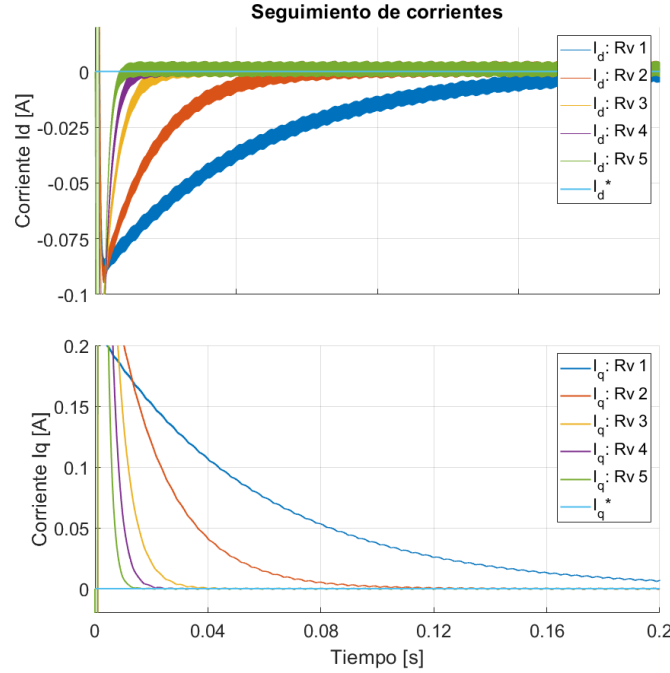


Figura 4.13: Variación de  $R_v$ , con  $\omega_n = 2000 \cdot \pi [\text{rad/s}]$  y  $\xi = 0.9$ .

En resumen, en búsqueda de minimizar los *overshoot*, undershoot y el tiempo de asentamiento, los valores seleccionados para el controlador lineal de corriente son los señalados en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Parámetros utilizados en el controlador lineal de corriente.

| $\omega_n [\text{rad/s}]$ | $\xi$ | $R_v [\Omega]$ | $\omega_{c1}$ | $\omega_{c2}$ | $K_{pv}$ | $K_{pd}$ | $K_{pq}$ | $K_{id}$ | $K_{iq}$ |
|---------------------------|-------|----------------|---------------|---------------|----------|----------|----------|----------|----------|
| $2000 \cdot \pi$          | 0.9   | 1.0            | 11310         | 3491          | 0.565    | 10.263   | 10.734   | 3665.191 | 3665.191 |

#### 4.1.4 Control de corriente no lineal

Para implementar el control de corriente señalado en la sección 3.1.2, es necesario obtener de manera empírica las ganancias a utilizar en el controlador en función de la máquina implementada. Con la finalidad de ilustrar las implicancias que conlleva variar los parámetros  $r_3$ ,  $r_4$  y  $T_r$ , utilizando el mismo valor de  $k_{pv}$  ya señalado en la Tabla 4.1. De manera análoga al controlador lineal se alimenta la máquina en estudio mediante un CSI y girando a velocidad nominal, mientras se entrega al esquema de la Figura 3.11 una corriente de referencia  $I_{dq}^* = 0$ .

De este modo, las curvas de la Figura 4.14 se obtienen manteniendo constantes  $r_4 = 3000 \cdot L_q$  y  $T_r = 0$ , mientras que se varía  $r_3$  entre los valores  $r_{3_1} = 3000 \cdot L_d$ ,  $r_{3_2} = 6000 \cdot L_d$ ,  $r_{3_3} = 9000 \cdot L_d$ ,  $r_{3_4} = 12000 \cdot L_d$  y  $r_{3_5} = 15000 \cdot L_d$ . Análogamente, en la corriente  $I_q$  se presentan las curvas correspondientes a mantener constantes los parámetros  $r_3 = 14000 \cdot L_d$  y  $T_r = 0$ , mientras que se varía  $r_4$  entre los valores  $r_{4_1} = 3000 \cdot L_q$ ,  $r_{4_2} = 4000 \cdot L_q$ ,  $r_{4_3} = 5000 \cdot L_q$ ,  $r_{4_4} = 6000 \cdot L_q$  y  $r_{4_5} = 7000 \cdot L_q$ .

Finalmente, en la Figura 4.15 se procede a mantener constante los valores de  $r_3 = 14000 \cdot L_d$  y  $r_4 = 3000 \cdot L_q$ , mientras se varía  $T_r$  entre  $T_{r_1} = 0$ ,  $T_{r_2} = 20000 \cdot R_s$ ,  $T_{r_3} = 40000 \cdot R_s$ ,  $T_{r_4} = 60000 \cdot R_s$  y  $T_{r_5} = 80000 \cdot R_s$ .

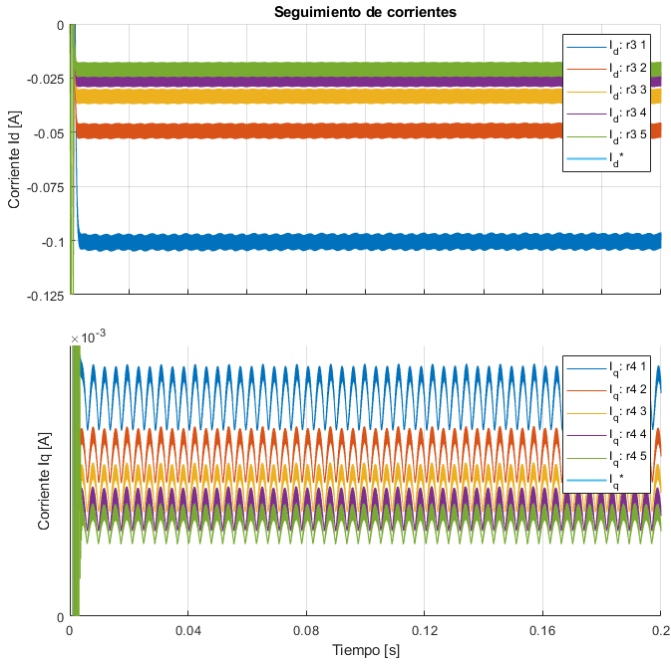


Figura 4.14: Variación de  $r_3$  con  $r_4 = 3000 \cdot L_q$  y variación de  $r_4$  con  $r_3 = 14000 \cdot L_d$ , ambos con  $T_r = 0$ .

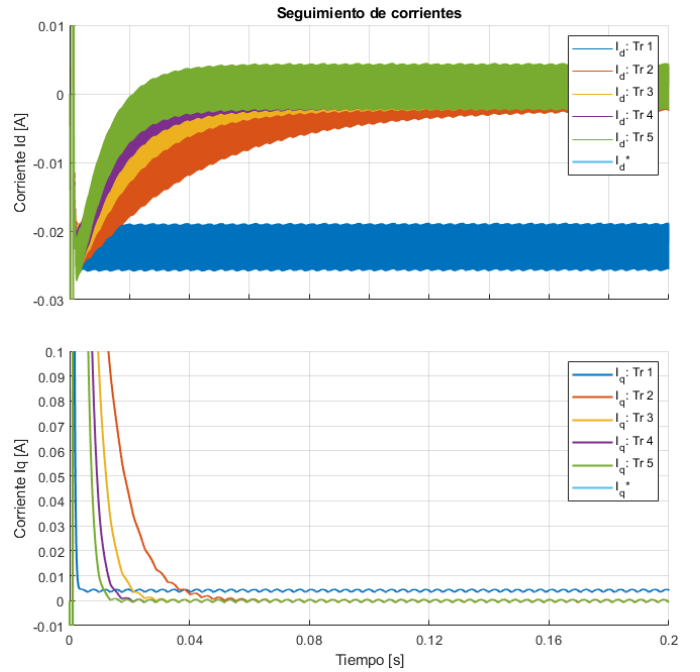


Figura 4.15: Variación de  $T_r$ , con  $r_3 = 14000 \cdot L_d$  y  $r_4 = 3000 \cdot L_q$ .

A partir de la Figura 4.14 se desprende que, a mayor valor de las variables, menor es el error en estado estacionario. Sin embargo, si el valor de la variable crece hasta un poco más de los simulados, el controlador se podría ver saturado. Por otro lado, en la Figura 4.15 se aprecia que de utilizar  $T_r$ , el error en estado estacionario en el seguimiento de corrientes desaparece, donde mientras más elevado sea el valor de  $T_r$ , menor es el tiempo de asentamiento. La desventaja de ello es que en el eje q del seguimientos de corrientes, también aumenta el *overshoot* alcanzado.

Es por ello que, como se muestra en la Tabla 4.2, los valores utilizados en el diseño del controlador buscan minimizar el error en estado estacionario, sin llegar a saturar el controlador, minimizar el tiempo de asentamiento del controlador y minimizar valores de *overshoot*.

Tabla 4.2: Parámetros utilizados en el controlador de corriente IDA-PBC.

| $K_{pv}$ | $r_3$ | $r_4$ | $T_r$ |
|----------|-------|-------|-------|
| 0.565    | 41.16 | 9.23  | 4000  |

### 4.1.5 Control de velocidad

Con la finalidad de ajustar los parámetros  $k_w$  y  $T_w$  en el controlador de velocidad propuesto en la sección 3.1.3, a continuación se presenta las implicancias que presenta variar dichos valores al utilizar el esquema de la Figura 3.3 con la configuración del controlador lineal ya presentada en la Tabla 4.1.

En la Figura 4.16 se presentan las curvas al mantener constante  $T_w = 500$  y variar  $k_w$  entre  $k_{w1} = 1$ ,  $k_{w2} = 2$ ,  $k_{w3} = 5$ ,  $k_{w4} = 10$  y  $k_{w5} = 15$ , mientras que en la Figura 4.17 se mantiene constante  $k_w = 10$  y se procede a variar  $T_w$  entre  $T_{w1} = 1$ ,  $T_{w2} = 10$ ,  $T_{w3} = 100$ ,  $T_{w4} = 500$  y  $T_{w5} = 1000$ .

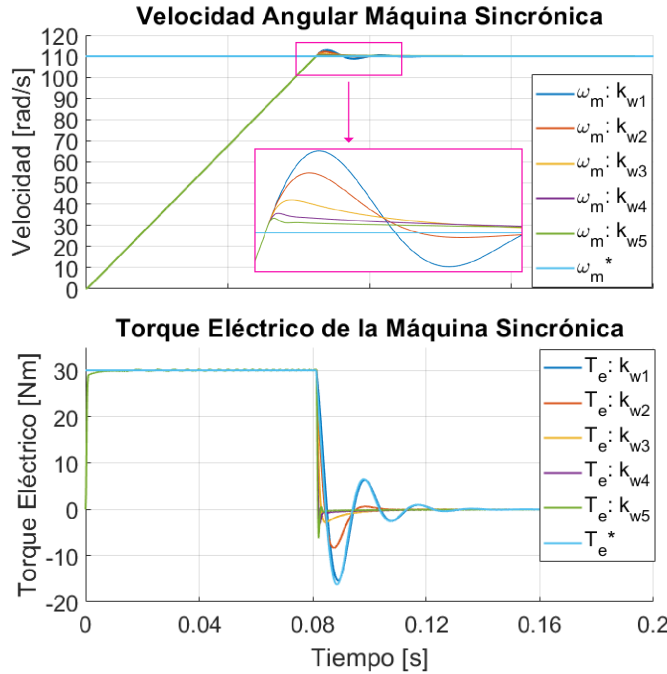


Figura 4.16: Variación de  $k_w$  con  $T_w = 500$  hasta una velocidad de 2 veces la nominal.

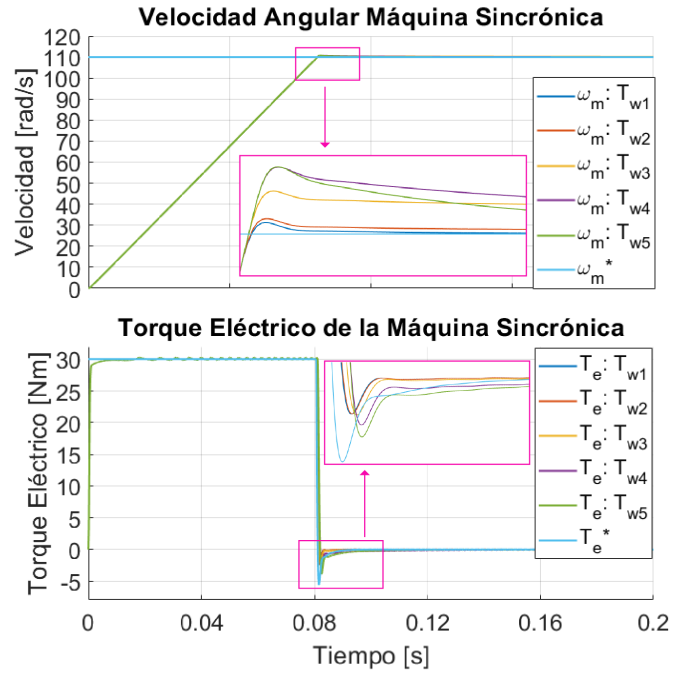


Figura 4.17: Variación de  $T_w$  con  $k_w = 10$  hasta una velocidad de 2 veces la nominal.

A partir de la Figura 4.16 se desprende que, al aumentar la ganancia  $k_w$  se obtiene un menor tiempo de estabilización, sin embargo, si este valor es muy cercano al valor máximo simulado, el sistema se podría ver saturado. Por otro lado, en la Figura 4.17 se desprende que el valor de  $T_w$  permite eliminar el error en estado estacionario, donde mientras mayor sea  $T_w$ , menor es el

tiempo de eliminación del error. Como desventaja, se puede apreciar en el eje q del seguimiento de corriente que, a mayor  $T_w$ , mayor es el undershoot alcanzado.

De esta manera, se desprende que los valores óptimos para el controlador de velocidad corresponden a  $k_w = 10$  y  $T_w = 500$ , considerando tiempos de estabilización reducidos, operar en una zona en que el controlador no se sature y undershoot reducidos. Cabe destacar que la configuración señala funciona de manera independiente a si el controlador de corriente es de tipo lineal o basado en pasividad.

#### 4.1.6 Control enlace DC

Para corroborar únicamente el correcto funcionamiento del esquema de control del convertidor DC/DC señalado en las Figuras 3.13 y 3.14, sin que se vea afectado por el CSI, se construye el mismo diagrama señalado en el documento [14], con una resistencia en serie a la fuente  $V_{in}$ , dando como resultados los gráficos presentes en la Figura 4.18.

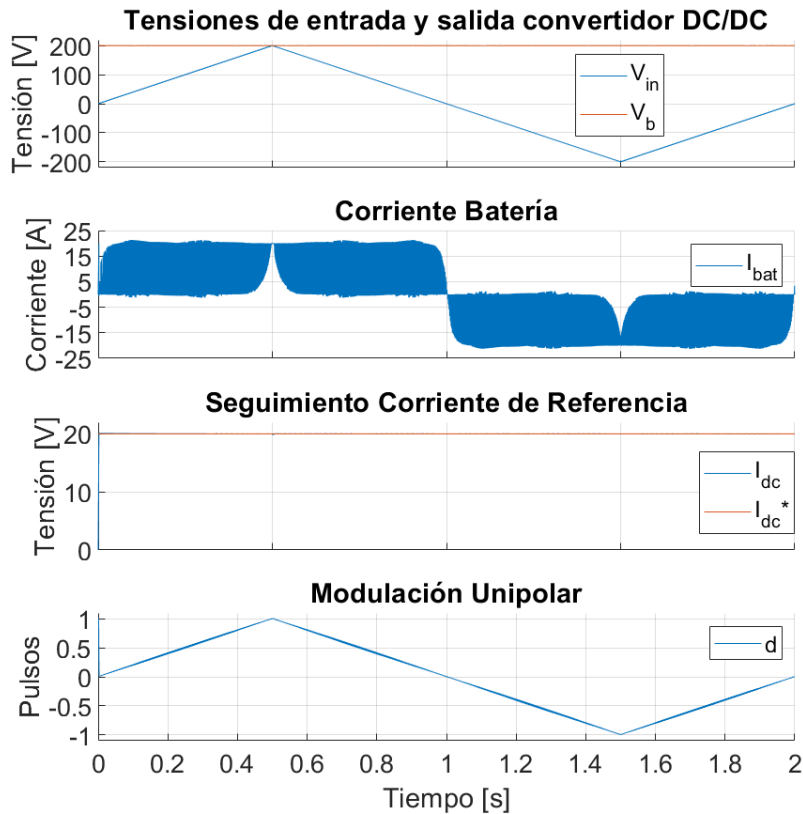


Figura 4.18: Gráficos de operación del convertidor DC/DC frente a una tensión variable en la carga.

En Figura 4.18 se puede observar que la modulación unipolar se adapta a la tensión registrada en los terminales de salida  $V_{in}$  del convertidor, con la finalidad de mantener la corriente  $I_{dc}$  constante.

Por otro lado, se observa además que si la tensión  $V_{in}$  es positiva, la máquina eléctrica se encuentra actuando como motor y se usa la energía almacenada en las baterías, mientras que en caso contrario, si la tensión  $V_{in}$  es negativa, la máquina se encuentra actuando como generador y existe regeneración de energía hacia las baterías.

En el caso de que  $V_{in}$  es mayor a la tensión en el banco de baterías  $V_b$ , el controlador no es capaz de mantener la corriente de referencia  $I_{dc}$  constante, ya que la modulación unipolar va a permanecer constante en un valor de 1.

Luego, con la finalidad de determinar el ajuste de los parámetros  $K_{dc}$  y  $T_{dc}$ , se procede a alimentar la fuente de tensión controlada señalada en la Figura 4.1 con la misma tensión que se registra en los terminales de la fuente ideal de corriente, para que los niveles de tensión a utilizar sean los reales, pero sin llegar aún a la conexión completa del sistema.

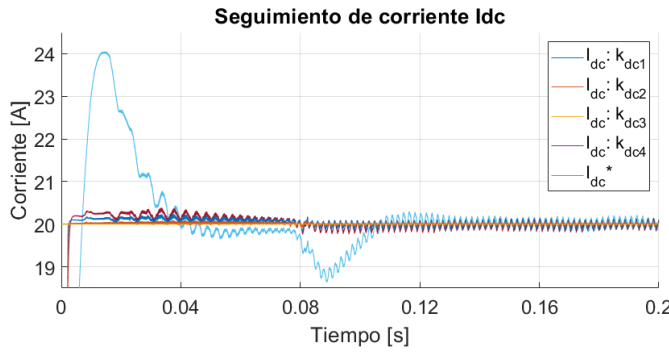


Figura 4.19: Variación de  $k_{dc}$  con  $T_{dc} = 500$  hasta una velocidad de 2 veces la nominal.

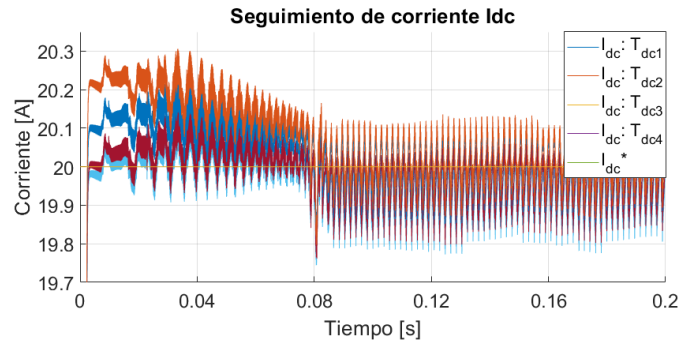


Figura 4.20: Variación de  $T_{dc}$  con  $k_{dc} = 2000 \cdot R_s$  hasta una velocidad de 2 veces la nominal.

De esta manera, en la Figura 4.19 se presenta la evolución de la corriente cuando se mantiene constante  $T_{dc} = 500$  y variar  $K_{dc}$  entre  $K_{dc1} = 100 \cdot R_s$ ,  $K_{dc2} = 1000 \cdot R_s$ ,  $K_{dc3} = 2000 \cdot R_s$  y  $K_{dc4} = 10000 \cdot R_s$ , mientras que en la Figura 4.20 se presenta la evolución de la corriente producto de mantener constante  $K_{dc} = 2000 \cdot R_s$  y variar  $T_{dc}$  entre  $T_{dc1} = 1$ ,  $T_{dc2} = 100$ ,  $T_{dc3} = 500$  y  $T_{dc4} = 1000$ .

En esta oportunidad, los valores de ajustes de control a utilizar corresponden a  $K_{dc} = 2000 \cdot R_s$  y  $T_{dc} = 500$ , donde el primero de ellos depende directamente de la resistencia de estator de la máquina a utilizar.

## 4.2 Simulaciones con el sistema completo

De utilizar el sistema completo de la Figura 3.1 con los ajustes de los controladores ya señalados, también resumidos en la Tabla 4.3, se procede a mostrar diferentes curvas comparativas respecto de usar el controlador lineal y por pasividad al alimentar la máquina eléctrica con los parámetros

descritos en la Tabla 3.2, hasta una velocidad que busca sacar a la máquina eléctrica de su zona de operación normal, de dos veces la nominal.

Tabla 4.3: Resumen de los parámetros utilizados en los diferentes controladores.

| Controlador                  | Variable   | Parámetro     |
|------------------------------|------------|---------------|
| Convertidor DC/DC            | $I_{dc}^*$ | 20 [A]        |
|                              | $K_{dc}$   | 100.0         |
|                              | $T_{dc}$   | 500           |
| Control de velocidad         | $K_w$      | 10            |
|                              | $T_w$      | 500           |
| Control lineal de corriente  | $K_{pd}$   | 10.263        |
|                              | $K_{pq}$   | 10.734        |
|                              | $K_{id}$   | 3665.191      |
|                              | $K_{iq}$   | 3665.191      |
|                              | $K_{pv}$   | 0.565         |
| Control de corriente IDA-PBC | $r_3$      | 41.16         |
|                              | $r_4$      | 9.23          |
|                              | $T_r$      | 4000          |
| SVM                          | $t_d$      | 1 [ $\mu s$ ] |
|                              | $f_{svm}$  | 10 [kHz]      |

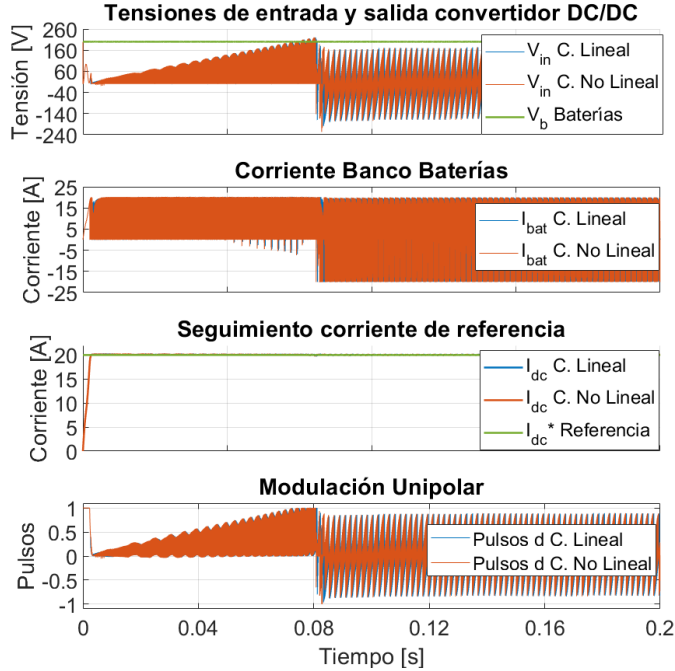


Figura 4.21: Gráficos de operación del convertidor DC/DC.

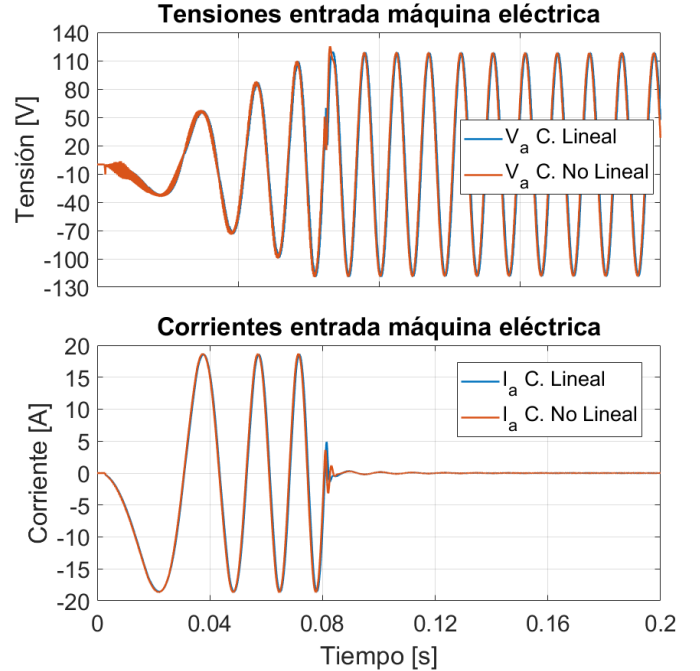


Figura 4.22: Gráficos de obtenidos a la salida del CSI.

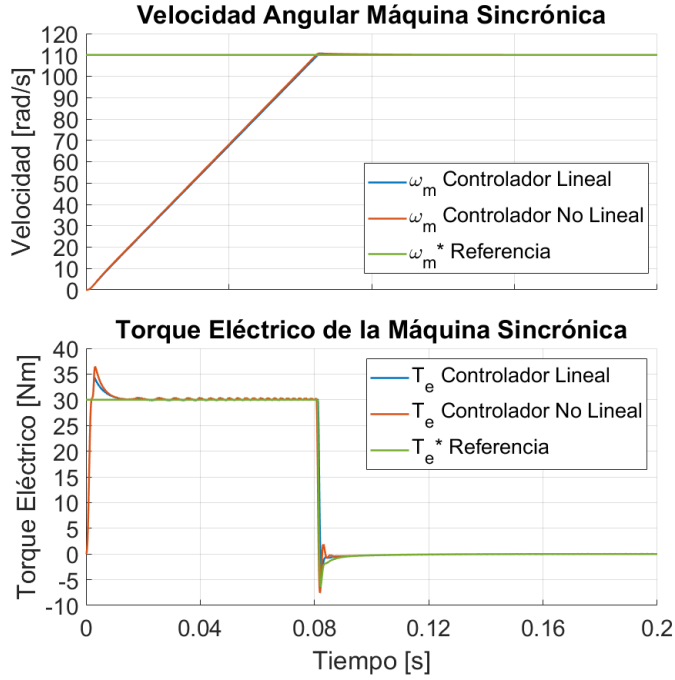


Figura 4.23: Curvas de operación de velocidad y torque del sistema.

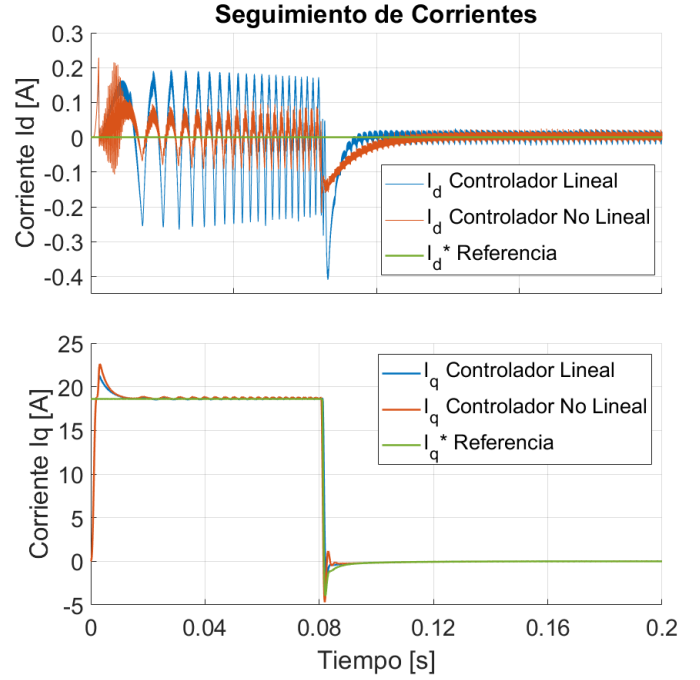


Figura 4.24: Curvas de operación de las corrientes  $I_{dq}$  según el tipo de controlador.

Con los parámetros señalados, en la Figura 4.21 se presentan los gráficos asociados al convertidor DC/DC, donde se destaca que la tensión de entrada al convertidor  $V_b$  es en todo momento mayor a la tensión de salida  $V_{in}$  del convertidor, permitiendo así mantener constante la corriente  $I_{dc}$  deseada, la cual corresponde a la entregada al CSI. En cuanto a la corriente en las baterías, se desprende que cuando la máquina acelera, la corriente alcanza un valor medio de 10[A], y cuando esta alcanza la velocidad final, la corriente presenta un valor medio de prácticamente 0[A], ya que no hay carga en el eje.

Luego, en la Figura 4.22 se presentan las señales de tensión y corriente obtenidas a la salida del CSI, según se utilice el controlador de corriente lineal o por pasividad. En ambos casos se puede apreciar una forma sinusoidal y, en el caso de la corriente, que esta se aproxima a cero cuando la máquina deja de acelerar. En cuanto a la tensión, se observa que esta oscila entre  $\pm 120[V]$ , mientras que la corriente, cuando la máquina acelera, alcanza magnitudes de  $\pm 18[A]$ .

En las Figuras 4.23 y 4.24 se puede apreciar las diferencias de utilizar el controlador de corriente lineal o por pasividad en las variables de velocidad mecánica  $\omega_m$ , torque eléctrico  $T_e$  y corrientes a la salida del CSI en el plano  $dq$ . En ambos casos se presentan tiempos de estabilización similares de 82 [ms] aproximadamente. Respecto al seguimiento de corrientes, en el eje d se desprende que cuando se utiliza el controlador lineal se alcanzan oscilaciones de hasta 25[mA], mientras que al utilizar el controlador no lineal se alcanzan oscilaciones de hasta 10[mA] aproximadamente. Además, en el eje q se observa que el controlador no lineal presenta una mayor amplitud de

*overshoot* y *undershoot*, donde este último presenta un impacto directamente en el torque eléctrico de la máquina.

#### 4.2.1 Seguimiento de referencia ante velocidad variable con carga constante

A continuación, para probar de mejor manera el controlador, se acelera y desacelera la máquina eléctrica hasta diferentes velocidades, con la finalidad de observar su respuesta, mientras se le aplica una carga constante de 0.5 veces su torque nominal. Estas pruebas de control se realizan tomando como referencia la velocidad nominal de la máquina  $\omega_{nom}$ , las variaciones de velocidad aplicadas corresponden a,  $2.0 \cdot \omega_{nom}$ ,  $0.1 \cdot \omega_{nom}$ ,  $1.5 \cdot \omega_{nom}$  y  $1.0 \cdot \omega_{nom}$ , partiendo con la máquina detenida.

De esta manera, en la Figura 4.25 se puede apreciar el seguimiento de las referencias de velocidad que presenta el conjunto, mientras que en la Figura 4.26 se presenta el control de corriente ejercido.

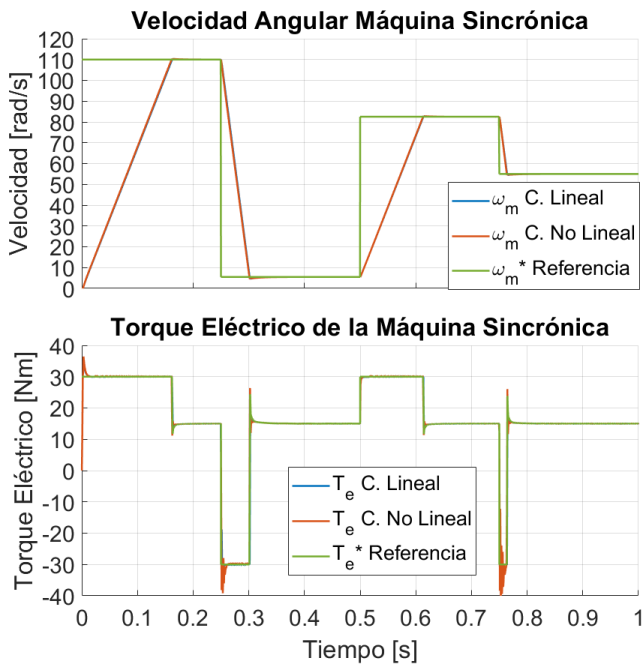


Figura 4.25: Seguimiento de velocidad y torque en el sistema ante variaciones de velocidad.

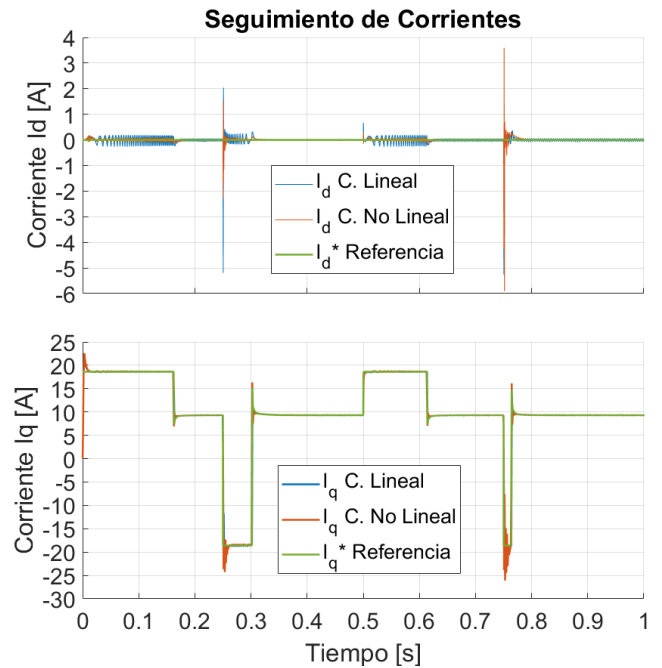


Figura 4.26: Control de las corrientes  $I_{dq}$  ante variaciones en la velocidad.

En particular de la Figura 4.25 es posible apreciar un correcto seguimiento de la referencia de velocidad y que los tiempos de asentamiento del control de la velocidad ocurre en un tiempo menor a los 100 [ms], mientras que se aplica una carga constante, como se puede apreciar en el sestado estacionario del seguimiento de torque de la máquina.

Por otro lado, en el caso del seguimiento de corrientes en la Figura 4.26, se observan diferentes

peaks de corriente de magnitudes positivas y negativas, tanto al emplear el controlador lineal como el basado en pasividad, debido al efecto causado por las ganancias proporcionales seleccionadas. Cabe destacar que, particularmente en la corriente del eje q, los *undershoot* que poseen amplitudes de hasta  $25[A]$ , se ven reflejados directamente en el torque eléctrico ejercido por la máquina.

## 4.2.2 Seguimiento de referencia ante carga variable con velocidad constante

Para observar la respuesta del conjunto ante la variación de la carga, se utiliza la máquina girando a velocidad nominal constante, mientras el torque en la carga  $T_m$  parte desde cero y luego varía a  $0.9 \cdot T_n$ ,  $0.2 \cdot T_n$  y  $0.5 \cdot T_n$ .

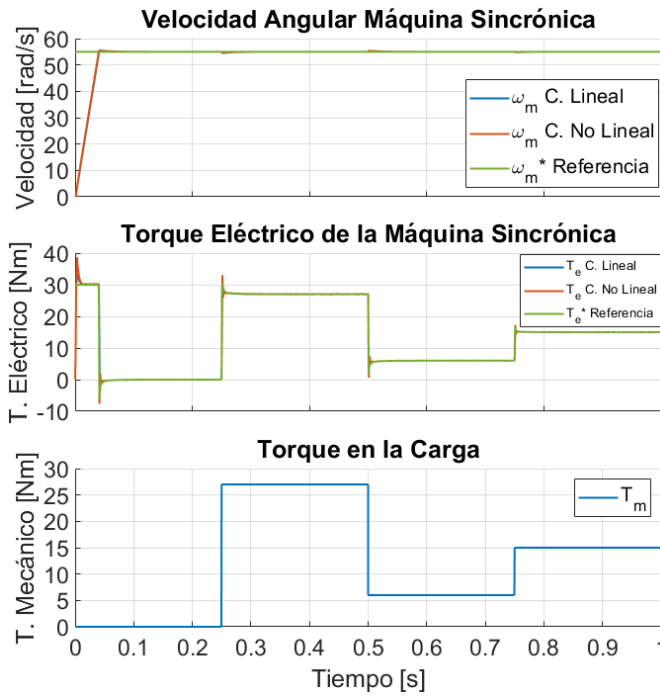


Figura 4.27: Seguimiento de velocidad y torque en el sistema ante variaciones en la carga.

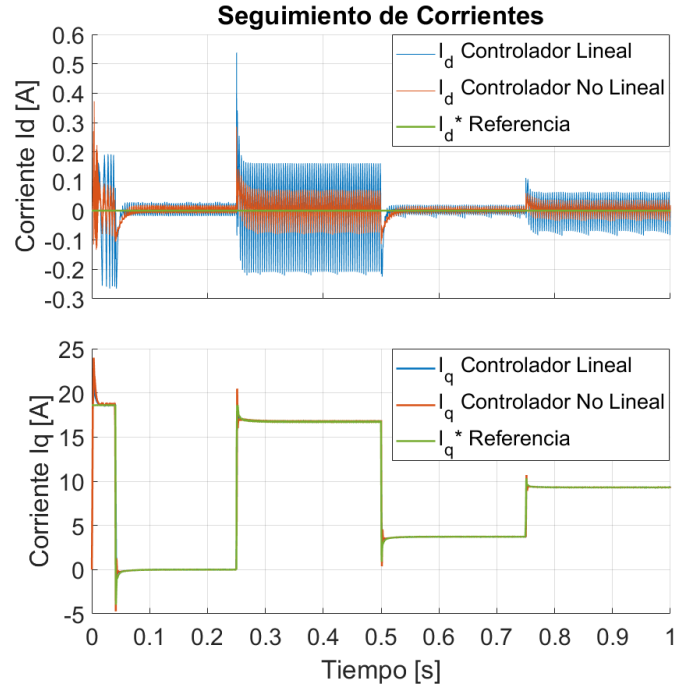


Figura 4.28: Control de las corrientes  $I_{dq}$  ante variaciones en la carga.

En la Figura 4.27, se puede apreciar las perturbaciones ocurridas en la velocidad de la máquina, el torque eléctrico de la misma y el torque mecánico aplicado en la carga, diferenciando entre el uso del controlador lineal y por pasividad. Análogamente, en la Figura 4.28 se pueden apreciar las repercusiones ocurridas en el control de las corrientes del CSI en el plano  $dq$ .

Cabe destacar que, si el torque aplicado es superior al nominal  $T_n$ , el controlador de la máquina no es capaz de seguir la referencia de velocidad y esta se ve forzada a disminuir. Esto se debe a que los límites de saturación en el esquema de control de velocidad de la Figura 3.12 corresponden

precisamente a el torque nominal que puede ejercer la máquina.

Por otro lado, en la Figura 4.29 se puede observar las señales de tensión y corrientes con que es alimentada la máquina eléctrica.

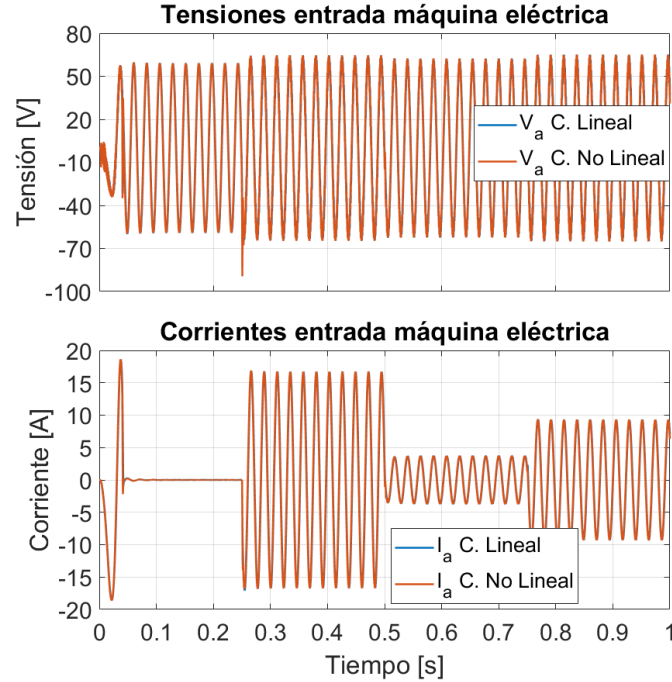


Figura 4.29: Tensión y corriente con que es alimentada la máquina eléctrica en función de las diferentes cargas.

### 4.2.3 Maniobras con regeneración de energía

En búsqueda de verificar la presencia de regeneración de energía durante una maniobra de frenado, a continuación se presenta un escenario de operación en el cual la máquina rotatoria se encuentra girando a una velocidad de 2 veces su valor nominal y con una carga constante equivalente al 20% de su torque nominal, según se puede observar en la Figura 4.30.

De esta manera, en la Figura 4.31 se puede apreciar que la corriente en las baterías presentan un valor negativo durante la maniobra de frenado, lo que implica que la energía fluye hacia las baterías, mientras se logra mantener prácticamente constante la corriente  $I_{dc}$  que alimenta al CSI.

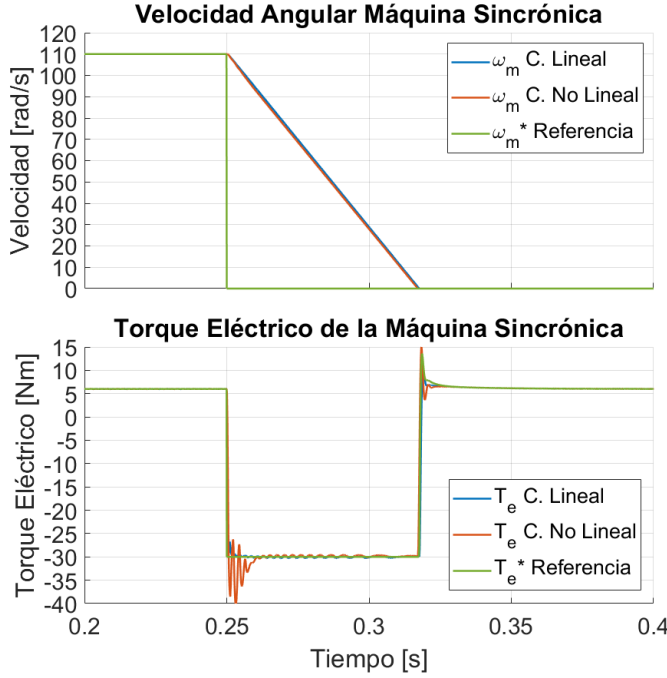


Figura 4.30: Velocidad y torque durante una maniobra de frenado con regeneración de energía.

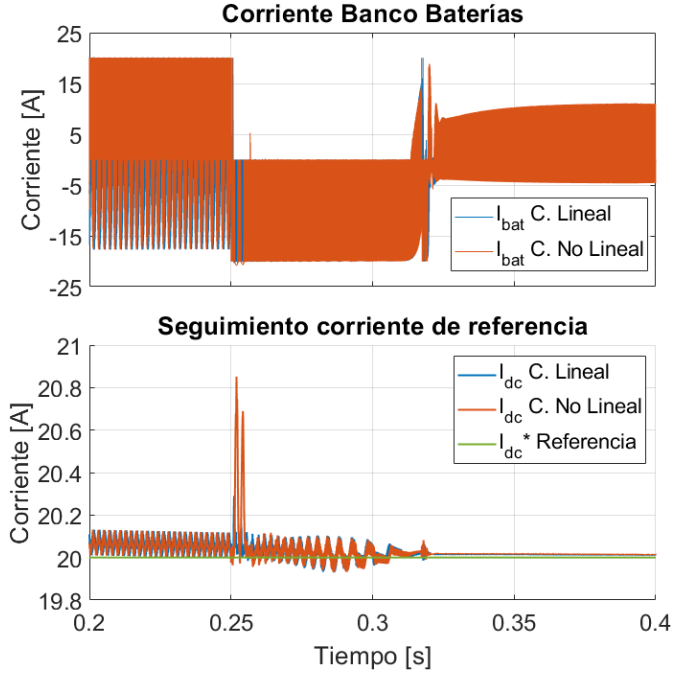


Figura 4.31: Variables en el convertidor DC/DC durante una maniobra de frenado con regeneración de energía.

#### 4.2.4 Implementación FTP 75

Hasta el momento se han realizado simulaciones y casos inventados, sin embargo, considerando que parte de la finalidad del presente trabajo es ser aplicado en electromovilidad, resulta conveniente simular un ciclo de trabajo normado y estandarizado por alguna entidad de confianza. En esta oportunidad, el ciclo de trabajo a simular corresponde al ciclo de velocidad conocido como *FTP75* o *EPA75*, desarrollado por la agencia de protección ambiental de estados unidos para vehículos que circulan por la ciudad [19], disponible para su uso en el software *SIMULINK*, donde los primeros 340 [s] son representados en la Figura 4.32. En cuanto a la curva de aceleración presente en la misma Figura, esta se puede obtener derivando la curva de velocidad del ciclo de trabajo descrito.

Para determinar el torque  $T_c$  aplicado en la carga a partir del ciclo de trabajo descrito en la Figura 4.32, es necesario tomar algunas consideraciones para obtener una carga adecuada. En este caso, considerando que el motor en estudio es de relativamente baja potencia, se considera una carga de 80[Kg] en una rueda de 0.25[m] de radio, parámetros con los cuales se obtiene una relativamente alta exigencia para el motor. Por otro lado, con la finalidad de no realizar la simulación completa y observar con mejor detalle los resultados, se propone simular solo entre los 160 y 210[s] de la curva 4.32, segundos en los cuales se requiere el mayor desempeño, dando como resultado la respuesta señalada en las Figuras 4.33 y 4.34.

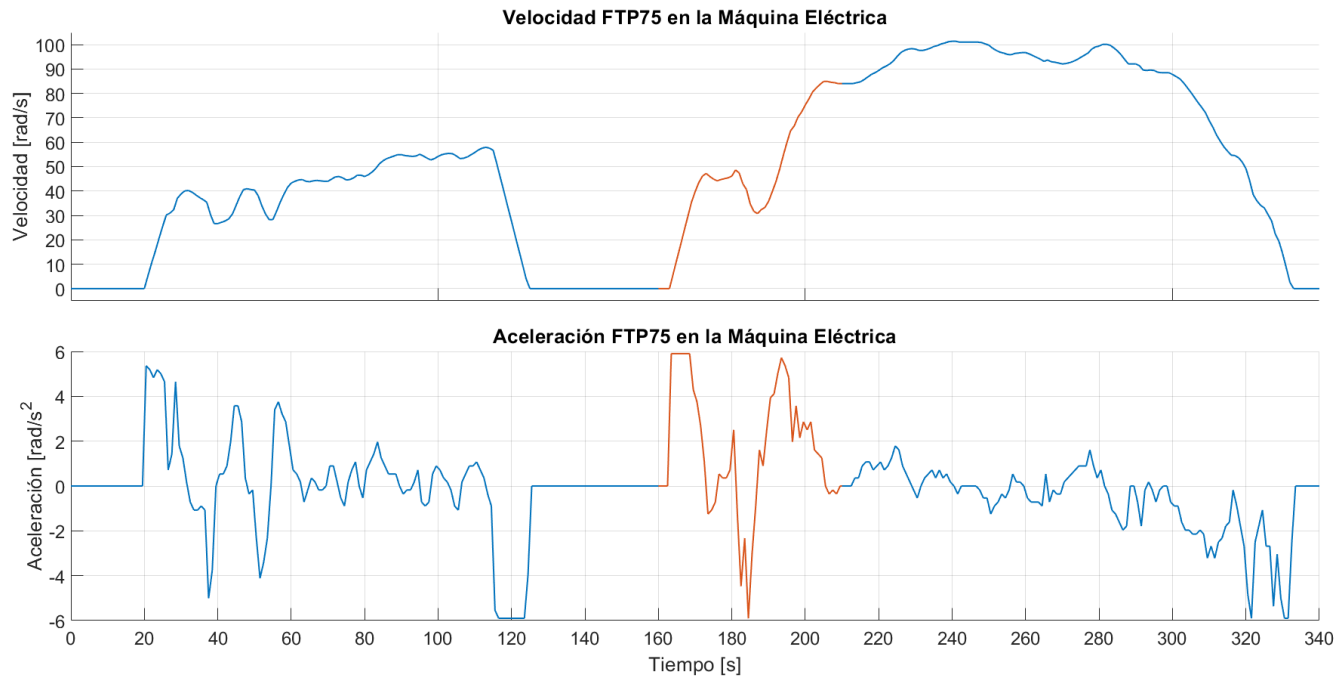


Figura 4.32: Primeros 340[s] del Ciclo de conducción en ciudad FTP75 [19]. Se destaca la sección en estudio.

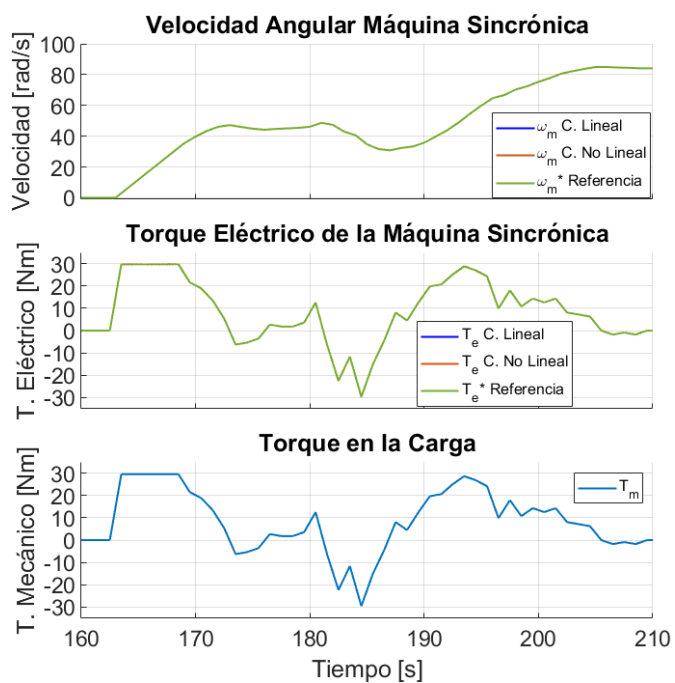


Figura 4.33: Respuesta de la máquina ante una sección de 50[s] del ciclo de conducción FTP75.

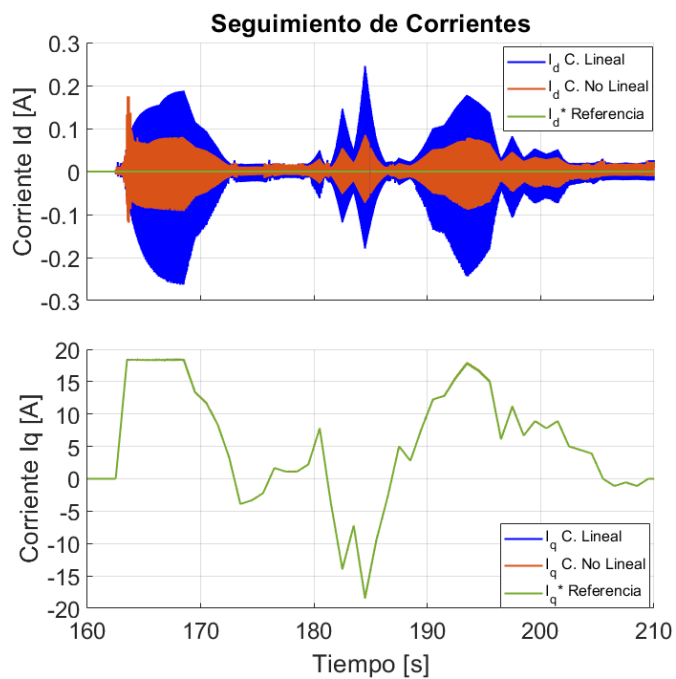


Figura 4.34: Respuesta del controlador de corriente ante una sección de 50[s] del ciclo de conducción FTP75.

De las curvas resultantes, se observa que tanto el controlador lineal como por pasividad no

presentan dificultades para llevar a cabo el segmento del ciclo de trabajo propuesto, sin embargo, en el eje d del seguimiento de corrientes de la Figura 4.34 se puede evidenciar que el controlador por pasividad logra una oscilación menor en magnitud de la corriente, donde el con el controlador lineal la amplitud de las oscilaciones alcanzan los  $25[mA]$ , mientras que con el controlador basado en pasividad solo alcanzan oscilaciones de hasta  $9[mA]$ . En cuanto al comportamiento dinámico del controlador en el conjunto en estudio, se destaca que, a pesar de las pronunciadas variaciones en la carga debido a las aceleraciones del sistema y cambios radicales en las referencias de velocidad del sistema, el controlador es capaz de mantener la estabilidad y una amortiguación de relativamente baja magnitud en la corriente que ingresa a la máquina eléctrica.

## 4.3 Robustez en el control del sistema

Hasta el momento, los estudios y análisis realizados en el sistema completo corresponden a situaciones que podrían ser consideradas ideales, sin embargo, durante las pruebas y ensayos a realizar experimentalmente aparecen variables que podrían no estar consideradas.

Se procede a realizar el análisis sobre dos variantes que podrían aparecer experimentalmente. La primera de ellas, consiste en que los parámetros de la máquina considerados durante las simulaciones podrían no ser precisos respecto a su valor real, debido a que dichos valores suelen ser estimados y no medidos. Por otro lado, otra variable que se puede hacer presente corresponde a perturbaciones en el sistema, ya que los diferentes roces y/o situaciones ambientales pueden llevar a diferentes perturbaciones no deseadas.

### 4.3.1 Variación en los parámetros de la máquina

A continuación, tomando en consideración que los valores conocidos mediante estimaciones no corresponden exactamente a los reales, en la Tabla 4.4 se presenta como *Original* aquellos valores de la máquina que fueron estimados y utilizados para la calibración de los controladores, mientras que en las columnas *Variante Inferior* y *Variante Superior* se presentan los valores que se utilizan en la máquina durante la nueva simulación. Los parámetros señalados en la columna *Variante Inferior* corresponden a la mitad de su valor original, a excepción de  $\Psi_m$  que se mantiene constante, y los parámetros señalados en la columna *Variante Superior* corresponden al doble de su valor original.

Para realizar el ensayo, como se puede observar en las Figuras 4.35 y 4.36, el escenario de operación consiste en acelerar la máquina hasta 2 veces la velocidad nominal, mientras se aplica una carga constante de un 20% de su torque nominal. Luego, la velocidad se reduce a velocidad nominal y una carga equivalente al 90% de su torque nominal y, finalmente, la velocidad se reduce hasta su completa detención.

Tabla 4.4: Variaciones realizadas a los parámetros de la máquina en estudio.

| Parámetro | Original | Variante Inferior | Variante Superior | Unidades |
|-----------|----------|-------------------|-------------------|----------|
| $R_s$     | 0.05     | 0.025             | 0.10              | $\Omega$ |
| $L_d$     | 2.940    | 1.470             | 5.880             | $mH$     |
| $L_q$     | 3.075    | 1.538             | 6.150             | $mH$     |
| $\Psi_m$  | 0.215    | 0.215             | 0.430             | $Wb$     |
| $J$       | 0.022    | 0.011             | 0.044             | $Kgm^2$  |

A partir de los gráficos mostrados en las Figuras 4.35 y 4.36, se desprende que tanto el controlador lineal como por pasividad son capaces de mantener una correcta operación de la máquina, aún variando dentro de un rango razonable los parámetros de la misma. Respecto al parámetro de flujo magnetizante  $\Psi_m$ , su valor se puede reducir hasta un 20% de su valor original sin perder el correcto seguimiento de los valores de referencia, por lo que en dicho caso podría ser necesario modificar la magnitud de la corriente  $I_{dc}$  entregada en el *dc-link*.

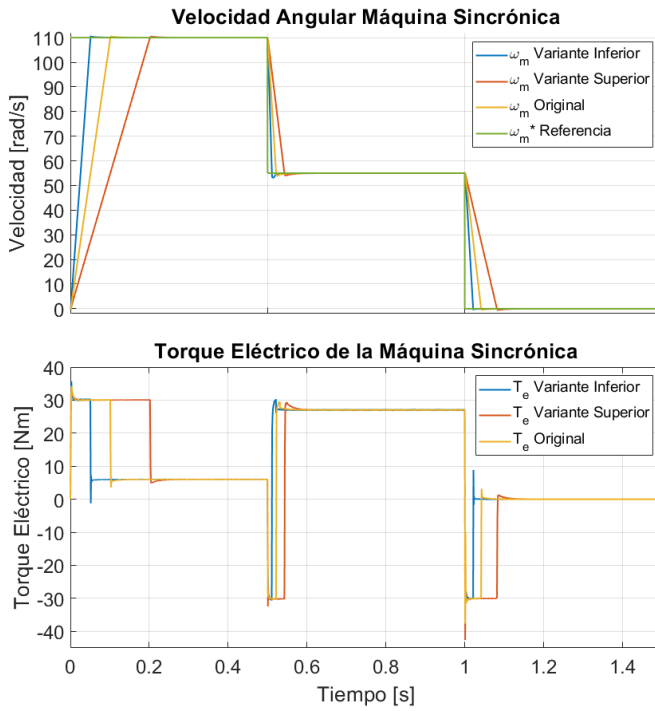


Figura 4.35: Seguimiento de velocidad y torque al variar los parámetros de la máquina, utilizando un controlador lineal.

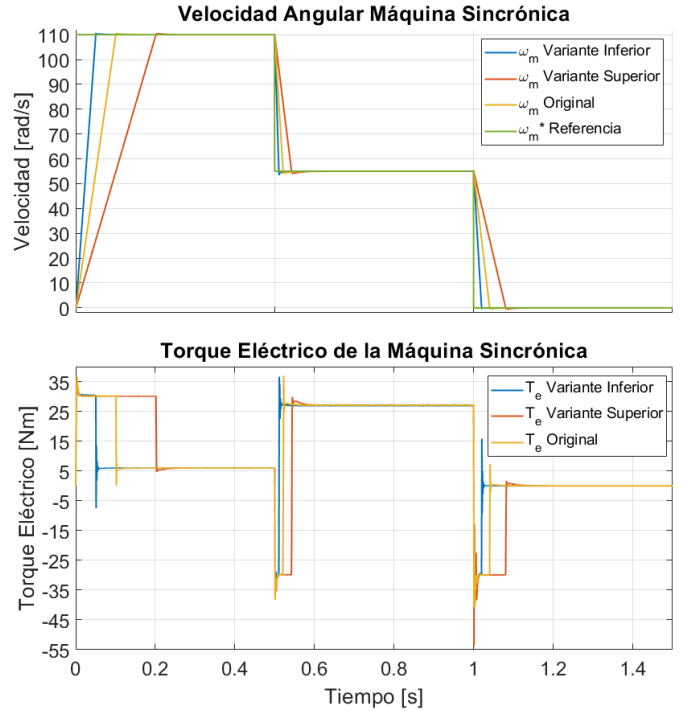


Figura 4.36: Seguimiento de velocidad y torque al variar los parámetros de la máquina, utilizando un controlador por pasividad.

Por otro lado, para visualizar de mejor como afecta la variación de parámetros a los controladores de corriente, en las Figuras 4.37 y 4.38 se presenta el seguimiento de corrientes en los ejes *d* y *q* ante los diferentes escenarios. De ambas Figuras se desprende que los tiempos de asentamiento

del controlador son dependientes de la inercia del conjunto, donde a mayor inercia, mayor es el tiempo que se requiere para alcanzar el estado estacionario.

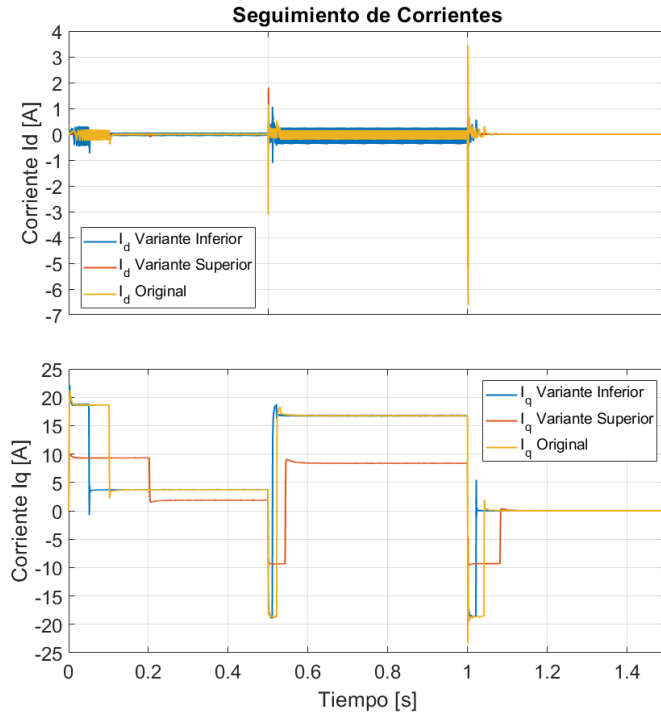


Figura 4.37: Seguimiento de corriente de la máquina al variar sus parámetros, utilizando un controlador lineal.

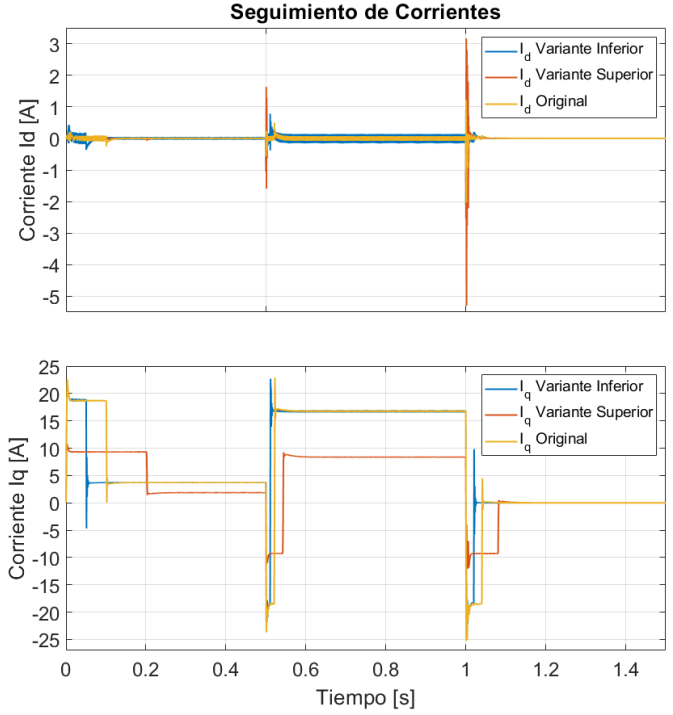


Figura 4.38: Seguimiento de corriente de la máquina al variar sus parámetros, utilizando un controlador por pasividad.

De comparar el seguimiento de corrientes del controlador lineal de la Figura 4.37 con el seguimiento de corrientes del controlador basado en pasividad señalado en la Figura 4.38, se desprende lo siguiente: En el eje d del controlador lineal, se presentan oscilaciones de hasta  $0.25[A]$  aproximadamente y *peaks* de corriente de amplitudes de hasta  $6.5[A]$ , mientras que en el controlador basado en pasividad, se presentan oscilaciones de hasta  $0.15[A]$  aproximadamente y *peaks* de corriente de amplitudes de hasta  $5.5[A]$ . En cuanto al eje q del seguimiento de corrientes, en ambos controladores se detectan variados *peaks* de corriente, los cuales se intensifican a medida que la corriente es mayor.

### 4.3.2 Respuesta del sistema ante perturbaciones

En esta última sección, se procede a analizar el comportamiento del sistema ante perturbaciones en la carga, donde se espera que tanto el controlador lineal como por pasividad puedan mantener el seguimiento de la referencia correspondiente. El escenario de operación corresponde al mismo implementado anteriormente, según se puede observar en la Figura 4.39, mientras que las per-

turbaciones en estudio corresponden a ruido o vibraciones presentes en el eje de la máquina con magnitudes de hasta  $1[Nm]$ .

En Figura 4.39, se desprende que la arquitectura de control no se ve perjudicada ante las perturbaciones implementadas, donde los tiempos de asentamiento y *peaks* de torque no se ven afectados, según se puede comparar con la Figura 4.35, siendo posible mantener el seguimiento de las referencias aplicadas al sistema en estudio.

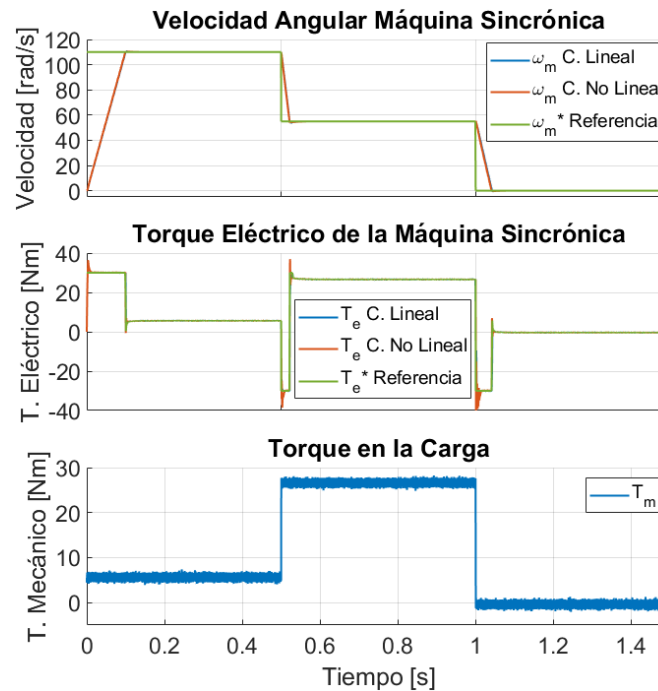


Figura 4.39: Seguimiento de las referencias ante vibraciones en el torque de la carga.

# Capítulo 5

## Conclusiones

El objetivo principal de la presente memoria de título consiste en comparar la estrategia de control lineal con una basada en pasividad en el sistema eléctrico señalado en la Figura 3.1, donde es relevante recordar que el controlador lineal se caracteriza por implicar la linealización de parámetros sobre un punto de trabajo, lo cual lleva a una complicación respecto a la rapidez de la actuación del controlador frente a un punto de operación distinto al cual ha sido diseñado. Mientras que el controlador basado en pasividad se caracteriza por presentar una respuesta dinámica relativamente más rápida y con mejor desempeño en estado estacionario frente a un amplio rango de velocidades, mediante la modificación controlada de la energía natural del sistema.

A partir de las simulaciones realizadas en el capítulo 4, se desprende que tanto con el controlador lineal como con el basado en pasividad se obtienen buenos resultados, considerando que los tiempos de estabilización del sistema son en tiempos relativamente acotados y similares, en ambos casos existe un correcto seguimiento de las referencias y las magnitudes alcanzadas de los *overshoots* son similares. Sin embargo, entre ambos controladores, aquel basado en pasividad se observa más propenso a obtener *overshoot* y *undershoot* en variables como las corrientes en los ejes dq y en el torque eléctrico de la máquina, dejando en evidencia que presenta una mayor sensibilidad a la hora de ajustar los parámetros de control.

Entre los resultados obtenidos, no se pudo observar un evidente mejor desempeño en el controlador basado en pasividad respecto al controlador lineal, sino que más bien ambas respuestas cumplen el objetivo deseado con un rendimiento similar. Sin embargo, cabe destacar que la respuesta del sistema al utilizar un control basado en pasividad se puede llegar a mejorar mediante la implementación de un esquema *SHE* para la eliminación selectiva de armónicos conocidos en el sistema, como por ejemplo, aquellos de bajo orden ya conocidos que son generados por la incorporación de un *overlap time* y la conmutación misma de los diferentes IGBTs presentes en el inversor. Además, se destaca que en el caso del controlador IDA-PBC, las compensaciones incorporadas en el diseño y los parámetros seleccionados para su sintonización, pueden marcar de

manera considerable una diferencia en el rendimiento y respuesta del controlador.

En un futuro y como próximo trabajo a realizar, sería interesante implementar experimentalmente ambos controladores desarrollados en el presente documento, con la finalidad de conseguir comparar los resultados con las simulaciones y, de esta manera, llegar a una respuesta más concluyente respecto a si se puede considerar que el controlador basado en pasividad tiene un mejor desempeño que el controlador lineal, donde es de esperarse que este último presente una mejor respuesta frente a perturbaciones no modeladas en la planta y que sea capaz de operar en todo el rango de operación.

Para el desarrollo de este estudio se utilizó como estrategia de control únicamente el torque de excitación controlado (control de velocidad), aunque se propone analizar si existen mejoras en el rendimiento o desempeño al utilizar estrategias como la de máximo torque por ampere, flujo mínimo por torque, debilitamiento de campo, entre otros. Además, en un trabajo futuro se podría incluir el control de la corriente  $I_{dc}$  en el controlador de corriente del CSI, similar a lo expuesto en el documento [20], en búsqueda de manejar un solo sistema de control y no dos, como es actualmente.

# Bibliografía

- [1] Gobierno de Chile Ministerio de Energía. *Estrategia Nacional de Electromovilidad*. URL: [https://energia.gob.cl/sites/default/files/documentos/estrategia\\_nacional\\_de\\_electromovilidad\\_2021\\_0.pdf](https://energia.gob.cl/sites/default/files/documentos/estrategia_nacional_de_electromovilidad_2021_0.pdf) (visited on 08/03/2023) (cited on page 1).
- [2] O. Dobzhanskyi, E. Amiri, and Rupert Gouws. “Comparison analysis of electric motors with two degrees of mechanical freedom: PM synchronous motor vs induction motor”. In: *2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*. 2016, pages 14–17. DOI: 10.1109/YSF.2016.7753750 (cited on pages 1, 4).
- [3] Gui-Jia Su and Puqi Ning. “Loss modeling and comparison of VSI and rb-igbt based CSI in traction drive applications”. In: *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. 2013, pages 1–7. DOI: 10.1109/ITEC.2013.6574515 (cited on pages 2, 6).
- [4] Hak-Jun Lee, Sungho Jung, and Seung-Ki Sul. “A Current Controller Design for Current Source Inverter-Fed AC Machine Drive System”. In: *2013 IEEE Transactions on Power Electronics*. Volume 28. 3. 2013, pages 1366–1381. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2208985 (cited on pages 2, 8, 9, 13–15, 25).
- [5] R. Ortega et al. “Putting energy back in control”. In: *IEEE Control Systems Magazine* 21.2 (2001), pages 18–33. DOI: 10.1109/37.915398 (cited on page 8).
- [6] Zhang Lei et al. “Research on Three-phase Current-source Inverter Based on IDA-PBC Strategy”. In: *2020 5th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*. 2020, pages 1204–1210. DOI: 10.1109/ACPEE48638.2020.9136445 (cited on pages 2, 9, 16, 53).
- [7] P. Briceño. *Implementación convertidor fuente de corriente para vehículos eléctricos, utilizando celdas de combustibles*. Tesis para optar al grado de magíster en ciencias de la ingeniería eléctrica, Universidad Técnica Federico Santa María, 2021 (cited on pages 2, 20).
- [8] Li Hongmei et al. “A Novel Controller for Energy-Efficient and Wide-Speed-Range Drive for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on the Interconnection and Damping Assign-

- ment Passivity Based Control”. In: *2010 International Conference on Optoelectronics and Image Processing*. 2010, pages 83–87. DOI: 10.1109/IC0IP.2010.182 (cited on page 2).
- [9] Omessaad Elbeji, Zina Boussada, and Mouna Ben Hamed. “Inverter control: Comparative study between SVM and PWM”. In: *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*. 2017, pages 1–6. DOI: 10.1109/GECS.2017.8066214 (cited on page 3).
- [10] F. Chimento et al. “Analysis of Electric Machines for Small Hybrid Electric Traction”. In: *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2007, pages 1276–1281. DOI: 10.1109/ISIE.2007.4374782 (cited on page 5).
- [11] Arendt Wintrich Ulrich Nicolai Werner Tursky Tobias Reimann. *Application Manual*. 2015 (cited on page 5).
- [12] T. Manosalva. *Desarrollo y Prueba Experimental de una Estrategia de Control de un Motor de Flujo Axial Operando en Zona de Flujo Debilitado para Aplicaciones en Vehículos Eléctricos*. Memoria de título para optar al grado de Ingeniero Civil Electricista, Universidad Técnica Federico Santa María, 2022 (cited on pages 5, 18, 20).
- [13] P. Briceño. *Desarrollo, simulación y pruebas experimentales de un controlador de velocidad no lineal para un motor de flujo axial utilizado en vehículos eléctricos*. Memoria de título para optar al grado de Ingeniero Civil Electricista, Universidad Técnica Federico Santa María, 2017 (cited on page 5).
- [14] Gui-Jia Su and Lixin Tang. “Current source inverter based traction drive for EV battery charging applications”. In: *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2011, pages 1–6. DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043143 (cited on pages 7, 30).
- [15] Hassan K. Khalil. *Nonlinear Control*. 2015 (cited on page 8).
- [16] B. Maschke R. Ortega A. van der Schaft and G. Escobar. *Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems*. 2001 (cited on page 8).
- [17] F. Vera. *Utilización de convertidor fuente de corriente para control de motor de imanes permanentes tipo IPM, incluyendo zona de campo debilitado, aplicado a vehículos eléctricos*. Memoria de título para optar al grado de Ingeniero Civil Electricista, Universidad Técnica Federico Santa María, 2020 (cited on page 20).
- [18] J. Escobar. *Convertidor dc-dc para sistema híbrido de batería ion-litio y supercapacitores para aplicación en electromovilidad*. Memoria de título para optar al grado de Ingeniero Civil Electrónico, Universidad Técnica Federico Santa María, 2019, page 22.

- [19] EPA United States Environmental Protection Agency. *Vehicle and Fuel Emissions Testing*. URL: <https://www.epa.gov/vehicle-and-fuel-emissions-testing/dynamometer-drive-schedules> (visited on 09/22/2023) (cited on pages 37, 38).
- [20] Yang Xu et al. “A New Control Method for Current-Source Inverter fed Drive System Without Additional DC-link Current Regulator”. In: *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*. 2020, pages 382–387. DOI: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367937 (cited on page 44).
- [21] Bi Wu. *High-Power Converters and AC Drives*. IEEE PressWiley-Interscience, 2006, pages 200–209 (cited on pages 7, 48–50).
- [22] Mahmoud Gaber, Omar Abdel-Rahim, and Mohamed Orabi. “Optimization of the Modulation Sequence and Proposing an Overlap Technique for Current Source Inverter”. In: *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2019, pages 2475–2480. DOI: 10.1109/APEC.2019.8722210 (cited on page 48).
- [23] D.B.R. Weerakoon et al. “A novel dead-time compensation scheme for PWM VSI drives”. In: *2016 IEEE International Conference on Information and Automation for Sustainability (ICIAfS)*. 2016, pages 1–6. DOI: 10.1109/ICIAfS.2016.7946570 (cited on page 51).

# Capítulo 6

## Anexos

### 6.1 Modulación Vectorial (SVM)

Con la finalidad de obtener una modulación vectorial adecuada en el inversor de corriente de la Figura 2.4, según se expone en el libro *HIGH-POWER CONVERTERS AND AC DRIVES* [21], es necesario llevar a cabo una serie de pasos. Estos son: Determinar el sector en que se encuentra la corriente de referencia, establecer el tiempo de permanencia sobre cada vector de control, definir el orden o secuencia que deben seguir dichos vectores y, finalmente, por seguridad de los elementos físicos, asignar un tiempo vivo u *overlap time* durante las conmutaciones de los semiconductores.

#### 6.1.1 Detección de Sector

Tabla 6.1: Estados de conmutación, semiconductores involucrados, corrientes de salida del inversor y fasor de corriente al cual se encuentra asociado.

| Estado  | IGBT       | $I_{wa}$ | $I_{wb}$ | $I_{wc}$ | Fasor |
|---------|------------|----------|----------|----------|-------|
| Nulo    | $S_1, S_4$ | 0        | 0        | 0        | $I_0$ |
|         | $S_3, S_6$ |          |          |          |       |
|         | $S_5, S_2$ |          |          |          |       |
| Activos | $S_6, S_1$ | $I_d$    | $-I_d$   | 0        | $I_1$ |
|         | $S_1, S_2$ | $I_d$    | 0        | $-I_d$   | $I_2$ |
|         | $S_2, S_3$ | 0        | $I_d$    | $-I_d$   | $I_3$ |
|         | $S_3, S_4$ | $-I_d$   | $I_d$    | 0        | $I_4$ |
|         | $S_4, S_5$ | $-I_d$   | 0        | $I_d$    | $I_5$ |
|         | $S_5, S_6$ | 0        | $I_d$    | $-I_d$   | $I_6$ |

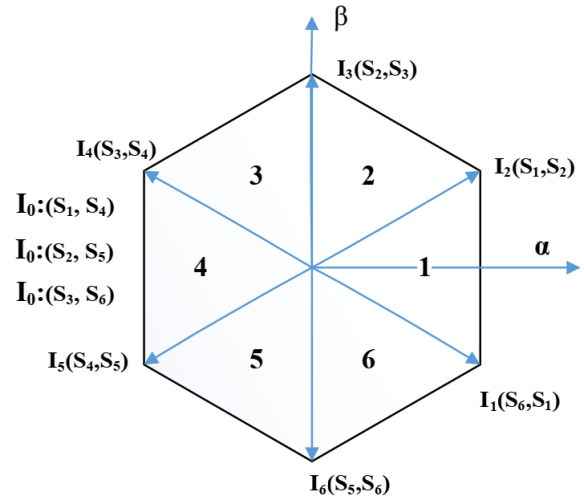


Figura 6.1: Representación gráfica de los fasores presentados en la Tabla 6.1, dando origen a 6 sectores diferentes. Fuente: [22].

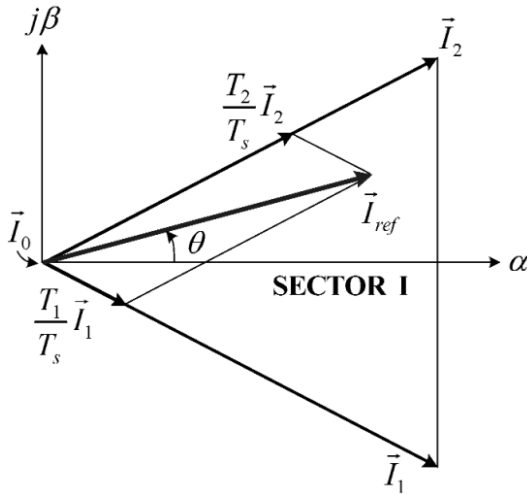
A partir de las restricciones ya descritas en la sección 2.3 se desprenden 9 diferentes estados discretos del inversor, señalados en la Tabla 6.1 y representados en la Figura 6.1, donde 6 de ellos son activos y 3 nulos o cero.

De esta manera, siendo conocida la magnitud de la corriente de referencia señalada en la ecuación (6.1) en el plano  $\alpha - \beta$ , es posible determinar los estados de conmutación en que se encuentra operando el inversor de corriente y en cual de los 6 sectores se encuentra su vector.

$$\vec{I}_{ref} = I_{ref} \cdot e^{j\theta} \quad (6.1)$$

### 6.1.2 Tiempo de permanencia o *Dwell Time*

Una vez detectado el sector en que se encuentra el vector de referencia, es necesario otorgar un tiempo de permanencia a los vectores que forman dicho sector, según se ejemplifica en la Figura 6.2 para el caso del sector 1. Como se puede observar, la corriente de referencia se puede representar empleando los vectores estacionarios  $\vec{I}_1$ ,  $\vec{I}_2$  y  $\vec{I}_0$ , donde son los tiempos de permanencia o *Dwell time* los que representan el ciclo de trabajo durante un periodo de conmutación  $T_s$ . Cabe destacar que si  $T_s$  es lo suficientemente pequeño, el vector de referencia  $\vec{I}_{ref}$  se puede considerar constante.



$$T_s \cdot \vec{I}_{ref} = \vec{I}_n \cdot T_a + \vec{I}_{n+1} \cdot T_b + \vec{I}_0 \cdot T_0 \quad (6.2)$$

$$T_s = T_a + T_b + T_0 \quad (6.3)$$

$$\vec{I}_n = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_{dc} \cdot e^{j\theta_n} \quad (6.4)$$

$$\vec{I}_{n+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_{dc} \cdot e^{j\theta_{n+1}} \quad (6.5)$$

Figura 6.2: Vector de referencia de corriente en el sector 1. Fuente: [21].

A partir del principio ampere-segundo se desprende la ecuación (6.2), donde en conjunto con las ecuaciones (6.3), (6.4) y (6.5) se obtienen los tiempos de permanencia  $T_a$ ,  $T_b$  y  $T_0$ , asociados a los vectores  $\vec{I}_n$ ,  $\vec{I}_{n+1}$  y  $\vec{I}_0$  respectivamente, con  $n \in \{0, 6\}$ , los cuales se encuentran calculados para cada sector en la Tabla 6.2.

Tabla 6.2: Tiempos de activación y permanencia de los estados discretos, en función del sector en que se encuentra el vector de referencia, donde  $m = I_{ref}/I_{dc}$ .

| Sector | Ángulo                           | $T_a[s]$                                                      | $T_b[s]$                                                       | $T_0[s]$          |
|--------|----------------------------------|---------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------|-------------------|
| 1      | $-30^\circ < \theta < 30^\circ$  | $T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)$   | $-T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{11\pi}{6} - \theta\right)$ | $T_s - T_a - T_b$ |
| 2      | $30^\circ < \theta < 90^\circ$   | $T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{6} - \theta\right)$  | $-T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)$   | $T_s - T_a - T_b$ |
| 3      | $90^\circ < \theta < 150^\circ$  | $T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \theta\right)$  | $-T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{6} - \theta\right)$  | $T_s - T_a - T_b$ |
| 4      | $150^\circ < \theta < 210^\circ$ | $T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{7\pi}{6} - \theta\right)$  | $-T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \theta\right)$  | $T_s - T_a - T_b$ |
| 5      | $210^\circ < \theta < 270^\circ$ | $T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{9\pi}{6} - \theta\right)$  | $-T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{7\pi}{6} - \theta\right)$  | $T_s - T_a - T_b$ |
| 6      | $270^\circ < \theta < 330^\circ$ | $T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{11\pi}{6} - \theta\right)$ | $-T_s \cdot m \cdot \sin\left(\frac{9\pi}{6} - \theta\right)$  | $T_s - T_a - T_b$ |

### 6.1.3 Secuenciador de Vectores

Por seguridad y confiabilidad del sistema, se busca minimizar la cantidad de conmutaciones. Esto se puede lograr manteniendo un switch conduciendo mientras la corriente de referencia se mantenga en el mismo sector, e intercalar entre otros 3 switches para cerrar el circuito, es decir, uno por fase. De seguir la sucesión  $\vec{I}_n$ ,  $\vec{I}_{n+1}$  e  $\vec{I}_0$  aplicada en el sector 1, la secuencia de conmutación queda como se presenta en la Figura 6.3, donde las tensiones  $V_{gi}$ , con  $i \in \{0, 6\}$ , corresponden a las señales en el *gate* de los conmutadores  $S_1$  a  $S_6$  respectivamente.

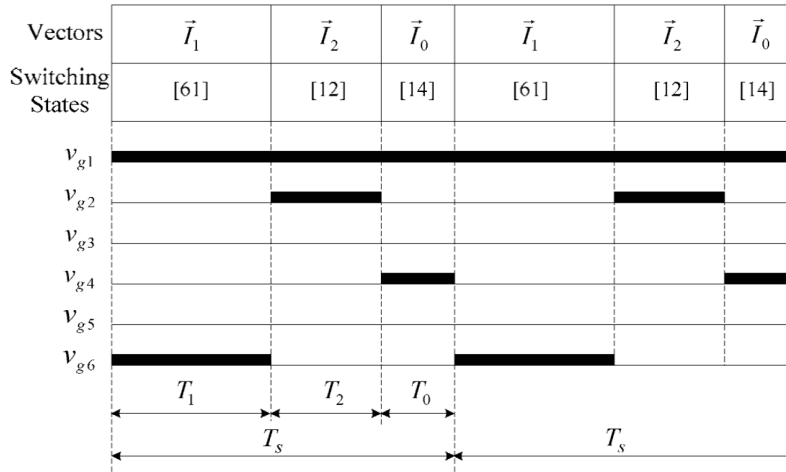


Figura 6.3: Secuencia de conmutación en el sector 1. Fuente: [21].

### 6.1.4 Overlap time o tiempo vivo

En simulaciones y teoría los switches conmutan de manera ideal, es decir, exactamente en el momento que les corresponde. No obstante, en la realidad las conmutaciones no son instantáneas y presentan una pequeña rampa, debido a las inductancias presentes en el circuito que generan tensiones transitorias en los interruptores, lo cual en un CSI implica una interrupción de la corriente

inductora y, por ende, se generan peaks de tensión en la forma de onda en la salida del inversor.

Es por esta razón que se sugiere implementar un *overlap time* o tiempo vivo para las conmutaciones, el cual mediante el solapamiento de la activación simultánea de dos interruptores del inversor, tiene como objetivo suavizar la transición entre las fases de conmutación, reducir las discontinuidades en la forma de onda en la salida y mejorar la calidad de la señal generada. En la Figura 6.4 se presenta lo mencionado, y aplicado al sector 1, denotando como  $T_d$  el tiempo vivo presente entre cada conmutación.

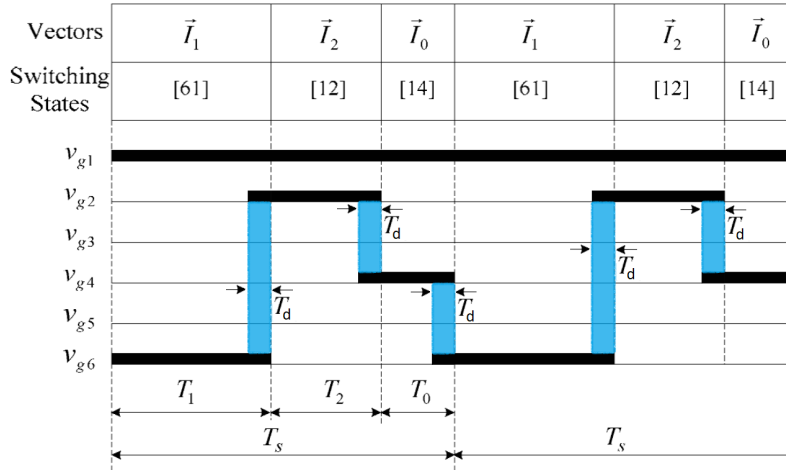


Figura 6.4: Secuencia de encendidos en el sector 1, con la implementación de un *overlap time* de  $T_d$  ante cada conmutación.

Cabe destacar que de manera análoga al tiempo vivo se encuentra el tiempo muerto, el cual se utiliza para la protección de VSI frente a cortocircuitos [23].

## 6.2 Código utilizado en bloque C-Script

Para lograr el correcto funcionamiento del SVM, incluyendo un *overlap time*, se utiliza en el bloque *C-Script* del software PLECS el código señalado a continuación.

```
// CODE DECLARATIONS
#include <float.h>
#include <math.h>

#define DC          Input(0)
#define ALPHA       Input(1)
#define BETA        Input(2)
#define td          Input(3) // Tiempo vivo , Overlap.
#define S_A1        Output(0)
#define S_B1        Output(1)
#define S_C1        Output(2)
#define S_A2        Output(3)
#define S_B2        Output(4)
#define S_C2        Output(5)

#define TS          ParamRealData(0,0) //sample period
#define OUTPUT_OFF  ParamRealData(2, 0)
#define OUTPUT_ON   ParamRealData(2, 1)
#define max(x,y)    ((x) > (y) ? (x) : (y))
#define min(x,y)    ((x) < (y) ? (x) : (y))
#define PI          3.14159265358979323846
#define MAX_TIMES   12

double sw_time[MAX_TIMES];
int sw_sequ[MAX_TIMES];
int sector, sw_index;
double m;

int sw_matrix_sym[6][6][6] = //[level idx][row idx][column idx]
{
```

```

{ {1,0,0,1,0,0}, // I0 // Sector 1
  {1,0,0,1,0,1}, // I0-OV
  {1,0,0,0,0,1}, // I1
  {1,1,0,0,0,1}, // I1-OV
  {1,1,0,0,0,0}, // I2
  {1,1,0,1,0,0}}, // I2-OV

{ {0,1,0,0,1,0}, // I0 // Sector 2
  {1,1,0,0,1,0}, // I0-OV
  {1,1,0,0,0,0}, // I2
  {1,1,1,0,0,0}, // I2-OV
  {0,1,1,0,0,0}, // I3
  {0,1,1,0,1,0}}, // I3-OV

{ {0,0,1,0,0,1}, // I0 // Sector 3
  {0,1,1,0,0,1}, // I0-OV
  {0,1,1,0,0,0}, // I3
  {0,1,1,1,0,0}, // I3-OV
  {0,0,1,1,0,0}, // I4
  {0,0,1,1,0,1}}, // I4-OV

{ {1,0,0,1,0,0}, // I0 // Sector 4
  {1,0,1,1,0,0}, // I0-OV
  {0,0,1,1,0,0}, // I4
  {0,0,1,1,1,0}, // I4-OV
  {0,0,0,1,1,0}, // I5
  {1,0,0,1,1,0}}, // I5-OV

{ {0,1,0,0,1,0}, // I0 // Sector 5
  {0,1,0,1,1,0}, // I0-OV
  {0,0,0,1,1,0}, // I5
  {0,0,0,1,1,1}, // I5-OV
  {0,0,0,0,1,1}, // I6
  {0,1,0,0,1,1}}, // I6-OV

{ {0,0,1,0,0,1}, // I0 // Sector 6
  {0,0,1,0,1,1}, // I0-OV
  {0,0,0,0,1,1}, // I6
  {1,0,0,0,1,1}, // I6-OV
  {1,0,0,0,0,1}, // I1
  {1,0,1,0,0,1}}, // I1-OV
};

// START FUNCTION CODE
NextSampleHit = DBLMAX;

// OUTPUT FUNCTION CODE
if (IsSampleHit(0))
{
    double mag, ang;
    double tau_a, tau_b, tau_0;

    //Relative on time calculation
    mag = sqrt(ALPHA*ALPHA + BETA*BETA);
    ang = fmod( atan2(BETA, ALPHA)+2.*PI, 2.*PI );

    //Sector detection
    sector = ((unsigned) floor(3./PI*(ang+PI/6))) % 6;
    Output(9) = sector+1; // Sector en operacion.

    //Threshold calculation
    m = mag/DC;

    if(sector==0){
        tau_a = 0.5*cos(ang)*m-0.866*m*sin(ang);
        tau_b = 0.5*cos(ang)*m+0.866*m*sin(ang);
        tau_0 = 1-tau_a-tau_b;
    }

    if(sector==1){
        tau_a = cos(ang)*m;
        tau_b = -0.5*cos(ang)*m+0.866*m*sin(ang);
        tau_0 = 1-tau_a-tau_b;
    }

    if(sector==2){
        tau_a = 0.5*cos(ang)*m+0.866*m*sin(ang);
        tau_b = -cos(ang)*m;
        tau_0 = 1-tau_a-tau_b;
    }

    if(sector==3){
        tau_a = -0.5*cos(ang)*m+0.866*m*sin(ang);
        tau_b = -0.5*cos(ang)*m-0.866*m*sin(ang);
        tau_0 = 1-tau_a-tau_b;
    }

    if(sector==4){
        tau_a = -cos(ang)*m;
        tau_b = 0.5*cos(ang)*m-0.866*m*sin(ang);
        tau_0 = 1-tau_a-tau_b;
    }

    if(sector==5){
        tau_a = -0.5*cos(ang)*m-0.866*m*sin(ang);
        tau_b = cos(ang)*m;
        tau_0 = 1-tau_a-tau_b;
    }

    tau_a = tau_a*TS; Output(6) = tau_a;
    tau_b = tau_b*TS; Output(7) = tau_b;
    tau_0 = tau_0*TS; Output(8) = tau_0;

    // Vector sequencer
    sw_sequ[0] = 2; //I1
    sw_time[0] = CurrentTime + tau_a - td;
    sw_sequ[1] = 3; //I1-I2 Overlap
    sw_time[1] = sw_time[0] + td;
    sw_sequ[2] = 4; //I2
    sw_time[2] = sw_time[1] + tau_b - td;
    sw_sequ[3] = 5; //I2-I0 Overlap
    sw_time[3] = sw_time[2] + td;
    sw_sequ[4] = 0; //I0
    sw_time[4] = sw_time[3] + tau_0 - td;
    sw_sequ[5] = 1; //I0-I1 Overlap
    sw_time[5] = sw_time[4] + td;

    sw_sequ[6] = 2;
    sw_time[6] = sw_time[5] + tau_a - td;
    sw_sequ[7] = 3;
    sw_time[7] = sw_time[6] + td;
    sw_sequ[8] = 4;
    sw_time[8] = sw_time[7] + tau_b - td;
    sw_sequ[9] = 5;
    sw_time[9] = sw_time[8] + td;
    sw_sequ[10] = 0;
    sw_time[10] = sw_time[9] + tau_0 - td;
    sw_sequ[11] = 1;
    sw_time[11] = sw_time[10] + td;
    sw_index = 0;
}

// Lookup table
if (IsSampleHit(0) ||
    (IsSampleHit(1) && CurrentTime >= NextSampleHit))
{
    int sequence;
    do
    {
        sequence = sw_sequ[sw_index];
        NextSampleHit = sw_time[sw_index++];
    }
    while (NextSampleHit <= CurrentTime);

    //Outputs for legA ,B,C
    Output(10) = sequence/2 + sector;
    // (Vector 7 se refiere al vector 1).
    S_A1 = sw_matrix_sym[sector][sequence][0];
}

```

```

S_B1 = sw_matrix_sym[sector][sequence][2];
S_C1 = sw_matrix_sym[sector][sequence][4];
S_A2 = sw_matrix_sym[sector][sequence][3];
S_B2 = sw_matrix_sym[sector][sequence][5];
S_C2 = sw_matrix_sym[sector][sequence][1];
}

```

### 6.3 Esquema para lazo abierto y cerrado

El esquema del sistema de potencia para comparar el lazo cerrado y abierto del controlador de corriente, fue realizado en el software PLECS y corresponde al señalado en la Figura 6.5. En cuanto a la arquitectura de control utilizada, se puede observar en la Figura 6.6.

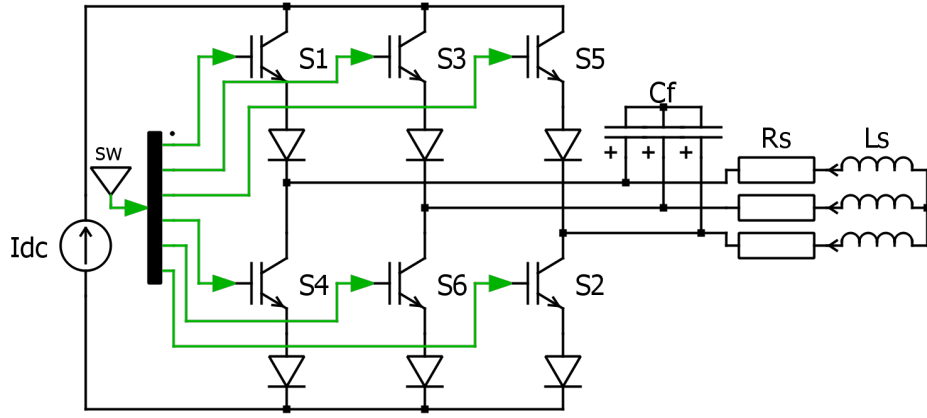


Figura 6.5: Sistema de potencia con carga pasiva R-L.

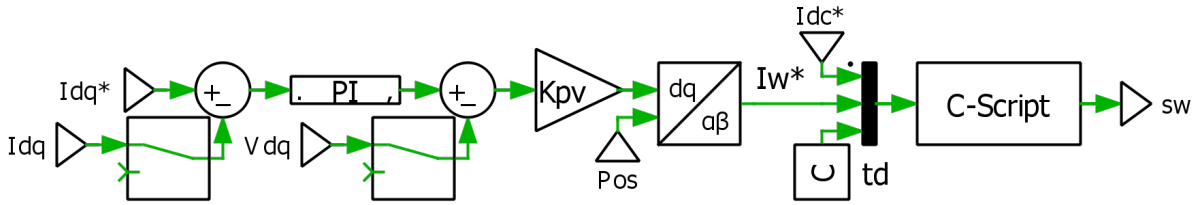


Figura 6.6: Arquitectura de control para variar entre lazo cerrado y abierto.

### 6.4 Control de corriente por IDA-PBC

$$\dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x) \cdot u + \xi \quad (6.6)$$

Para llevar a cabo el control de corriente por IDA-PBC con el modelo PCHD señalado en la ecuación (6.6), según se señala en el documento [6], y en consideración del sistema de potencia en estudio modelado por las ecuaciones (3.11) y (3.16), las matrices a utilizar son las siguientes:

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & \omega C_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega C_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_q I_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -L_d I_d - \Psi_m & 0 \\ 0 & 0 & -L_q I_q & L_d I_d + \Psi_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$R(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} I_{dc} & 0 \\ 0 & I_{dc} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -V_d & -V_q \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

$$\frac{\partial H(x)}{\partial t} = \begin{bmatrix} V_d & V_q & I_d & I_q & \omega & I_{dc} \end{bmatrix}^T \quad (6.10) \quad \xi = \begin{bmatrix} -I_d & -I_q & V_d & V_q & -T_L/p & V_{dc} \end{bmatrix}^T \quad (6.11)$$

$$u = \begin{bmatrix} s_d & s_q \end{bmatrix}^T \quad (6.12) \quad \frac{\partial x}{\partial t} = \begin{bmatrix} C_f \dot{V}_d & C_f \dot{V}_q & L_d \dot{I}_d & L_q \dot{I}_q & J \dot{\omega} & L_{dc} \dot{I}_{dc} \end{bmatrix}^T \quad (6.13)$$

Como el sistema en estudio requiere de un lazo de control con retroalimentación, debido a que la carga conectada corresponde a una máquina eléctrica rotatoria con una respuesta dinámica, es posible implementar la ecuación (6.14), la cual tiene como finalidad encontrar un lazo de control cuando el sistema presenta características disipativas y con retroalimentación.

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (6.14)$$

De esta manera, sus diferentes matrices se pueden calcular como se señala a continuación:

$$J_d(x) = J(x) + J_a(x) \quad (6.15) \quad R_d(x) = R(x) + R_a(x) \quad (6.16)$$

donde

$$J_a(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega C_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega C_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -L_q I_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_d I_d + \Psi_m & 0 \\ 0 & 0 & p L_q I_q & -L_d I_d - \Psi_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

$$R_a(x) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_6 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

$$\frac{\partial H_d(x)}{\partial t} = \begin{bmatrix} V_d - V_d^* \\ V_q - V_q^* \\ I_d - I_d^* \\ I_q - I_q^* \\ \omega - \omega^* \\ I_{dc} - I_{dc}^* \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

Luego, de igualar las ecuaciones (6.6) y (6.14) se obtiene el sistema de ecuaciones (6.20) - (6.25), donde los parámetros  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ,  $r_4$ ,  $r_5$  y  $r_6$  permiten realizar el ajuste del controlador.

$$s_d = (I_d - \omega C_f V_q + r_1(V_d - V_d^*)) / I_{dc} \quad (6.20)$$

$$s_q = (I_q - \omega C_f V_d + r_2(V_q - V_q^*)) / I_{dc} \quad (6.21)$$

$$V_d^* = (r_3 + R_s)(I_d - I_d^*) + R_s I_d - I_q L_q \omega \quad (6.22)$$

$$V_q^* = (r_4 + R_s)(I_q - I_q^*) + R_s I_q - I_d L_d \omega + \Psi_m \omega \quad (6.23)$$

$$T_L/p = I_q(I_d(L_d - L_q) + \Psi_m) - r_5(\omega - \omega^*) \quad (6.24)$$

$$V_{dc} = s_d V_d + s_q V_q + r_6(I_{dc} - I_{dc}^*) \quad (6.25)$$