

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN - CHILE
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Control Predictivo Directo de Convertidores Estáticos
con Características de Fase No Mínima

por
Felipe Alejandro Villarroel Sepúlveda

Profesor guía
José Rubén Espinoza Castro

Concepción, Junio de 2022

Tesis presentada a la
ESCUELA DE GRADUADOS
DE LA UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN



para optar al grado de
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Control Predictivo Directo de Convertidores Estáticos con Características de Fase No Mínima

Felipe Alejandro Villarroel Sepúlveda



Presentada en Cumplimiento Parcial de los Requerimientos del Grado de Doctor en ciencias con Mención en Ingeniería Eléctrica de la Escuela de Graduados de la Universidad de Concepción, Chile

Junio 2022

Resumen

Control Predictivo Directo de Convertidores Estáticos con Características de Fase No Mínima

Felipe Alejandro Villarroel Sepúlveda
Universidad de Concepción, 2022

El esquema de control predictivo FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control) se ha convertido en una alternativa atractiva para el control de convertidores estáticos debido a su simplicidad conceptual, rápida respuesta de control, y flexibilidad. A pesar de sus ventajas, este esquema puede presentar comportamientos indeseables al ser aplicado en convertidores que muestran una característica de fase no-mínima entre la entrada de control y la salida a controlar. Este tipo de sistemas se caracteriza por la presencia de un sobrepaso negativo transitorio en su respuesta al ser sometidos a entradas tipo escalón. La característica de fase no-mínima se encuentra presente en diferentes convertidores estáticos, particularmente aquellos del tipo elevadores o *boost*, es decir, que ofrecen una ganancia de voltaje mayor a 1. Ejemplos comunes de éstos son los rectificadores trifásicos de frente activo tipo fuente de voltaje, convertidores dc/dc tipo boost, y convertidores fuente de impedancia o Z .

El presente trabajo trata el estudio del esquema FCS-MPC en convertidores que muestran un comportamiento de fase no-mínima en su característica entrada-salida. El estudio se concentra en el control del voltaje de salida del convertidor dc/dc tipo boost y el rectificador trifásico de frente activo fuente de voltaje. Generalmente, la estrategia de control empleada en estos casos consiste en un esquema en cascada con un lazo interno de corriente/potencia. Sin embargo, esta estructura impone límites en el ancho de banda, lo que es indeseable al requerir respuestas rápidas. Para mejorar la respuesta dinámica, se proponen alternativas basadas en FCS-MPC utilizando extensiones del concepto del Predictor Smith, teoría de control no-lineal, factorización de fase mínima - no-mínima, y propiedades del muestreo, para lograr un control estable a pesar de su naturaleza. Las propuestas evitan la necesidad de extender el horizonte de predicción, lo que es clave para garantizar un esfuerzo computacional reducido.



En memoria de mi madre, Eliana Sepúlveda Mora.

Agradecimientos

Es tarea difícil recordar a todas las personas que han contribuido a poder llevar a cabo la elaboración de la presente tesis, por lo que realizar una lista exhaustiva no es posible. Sin embargo, y a riesgo de olvidar a algunos, el autor desea agradecer el constante apoyo y compañía de sus amigos para el desarrollo de esta tesis, en particular, de Alejandra Solís, Carlos Sáez y Roberto Ramírez. También agradece el apoyo de sus amigos y compañeros de la universidad y del LCDA, entre ellos, José Silva y Esteban Pulido. Por otra parte, agradece la guía, apoyo y amistad de su profesor guía, el Profesor José Espinoza, quién siempre ha estado dispuesto y disponible para conversaciones técnicas, y también, y no por ello menos importantes, para aquellas de la más diversa índole.

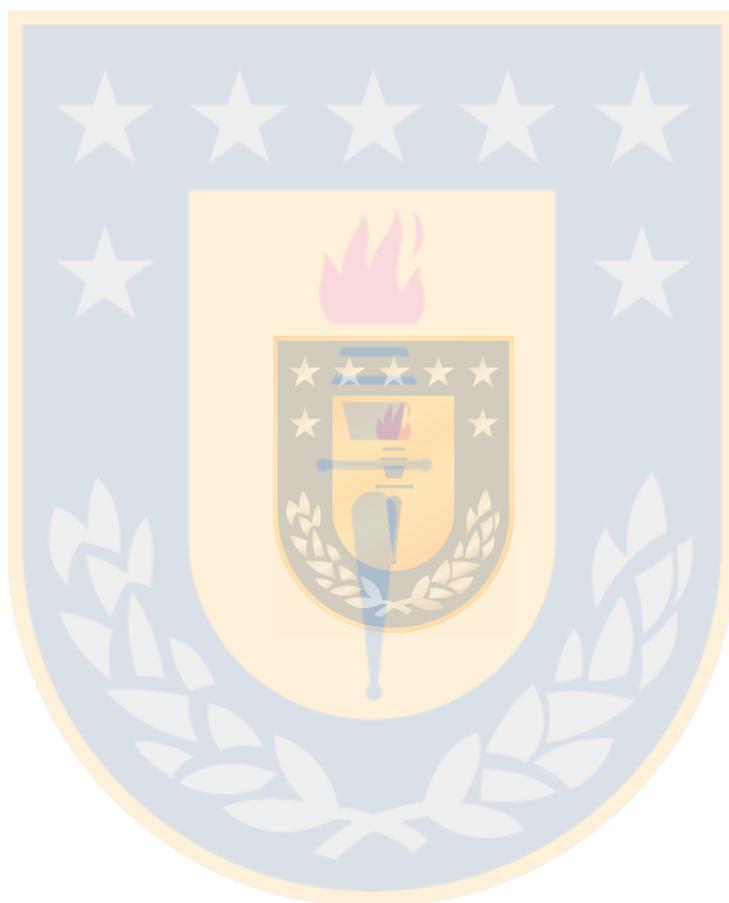
Este trabajo fue realizado en el marco del proyecto ANID / FONDAP / SERC 15110019 y ANID / FONDEQUIP / EQM140148.

Tabla de Contenidos

| | |
|--|-----------|
| Lista de Tablas | x |
| Lista de Figuras | XIII |
| Nomenclatura | XIV |
| Abreviaciones | XVI |
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Introducción General | 1 |
| 1.2. Trabajos Previos | 4 |
| 1.2.1. Control Predictivo de Sistemas de Fase No Mínima | 4 |
| 1.2.2. Característica de Fase No Mínima en Convertidores Estáticos | 7 |
| 1.2.3. Discusión | 12 |
| 1.3. Hipótesis de Trabajo | 12 |
| 1.4. Objetivos | 13 |
| 1.4.1. Objetivo General | 13 |
| 1.4.2. Objetivos Específicos | 13 |
| 1.5. Alcances y Limitaciones | 14 |
| 1.6. Temario y Metodología | 14 |
| 2. FCS-MPC en convertidores estáticos | 16 |
| 2.1. Introducción | 16 |
| 2.2. Esquemas de control convencionales | 16 |
| 2.3. Convertidor estático como sistema híbrido | 18 |
| 2.4. Formulación del esquema FCS-MPC | 19 |
| 2.4.1. Modelo del sistema | 20 |
| 2.4.2. Función de costo | 21 |
| 2.4.3. Algoritmo y diagrama de flujo | 23 |
| 2.5. FCS-MPC con varios objetivos de control | 24 |
| 2.6. Discusión | 25 |
| 3. FCS-MPC en sistemas de fase no-mínima | 26 |
| 3.1. Introducción | 26 |
| 3.2. Rectificador fuente de voltaje trifásico | 26 |
| 3.2.1. Modelo del sistema | 27 |
| 3.2.2. Función de costo | 29 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 3.2.3. | Resultados de simulación | 31 |
| 3.3. | Convertidor dc-dc tipo boost | 34 |
| 3.3.1. | Modelo del sistema | 34 |
| 3.3.2. | Función de costo | 36 |
| 3.3.3. | Resultados de simulación | 37 |
| 3.4. | Discusión | 39 |
| 4. | FCS-MPC en el convertidor boost mediante salida de fase mínima | 40 |
| 4.1. | Introducción | 40 |
| 4.2. | Análisis lineal de las dinámicas del convertidor boost | 40 |
| 4.2.1. | Modelo lineal promedio del convertidor | 41 |
| 4.2.2. | Lazo cerrado con controlador de alta ganancia | 43 |
| 4.3. | Similitud entre ceros en el S.P.D. y retardos | 44 |
| 4.3.1. | Predictor Smith para un sistema con retardo | 47 |
| 4.3.2. | Predictor Smith para un sistema con ceros en el S.P.D. | 48 |
| 4.4. | FCS-MPC con horizonte corto y salida de fase mínima en el convertidor boost | 50 |
| 4.4.1. | FCS-MPC con horizonte corto como inversión de la planta | 51 |
| 4.4.2. | Inversión estable de sistemas de fase no-mínima | 52 |
| 4.4.3. | Salida de fase no-mínima para el convertidor boost | 55 |
| 4.4.4. | FCS-MPC con horizonte uno y salida de fase mínima | 58 |
| 4.5. | Discusión | 60 |
| 5. | FCS-MPC en el convertidor boost mediante salida de grado relativo completo | 61 |
| 5.1. | Introducción | 61 |
| 5.2. | FCS-MPC como linealización entrada-salida | 61 |
| 5.3. | Dinámicas cero en el convertidor dc/dc boost | 62 |
| 5.3.1. | Definiciones preliminares | 63 |
| 5.3.2. | Voltaje de salida como salida del sistema | 64 |
| 5.3.3. | Corriente de entrada como salida del sistema | 66 |
| 5.4. | Linealización de estados en el convertidor boost | 67 |
| 5.4.1. | Idea conceptual | 67 |
| 5.4.2. | Requerimientos para la linealización | 67 |
| 5.4.3. | Salida auxiliar | 68 |
| 5.4.4. | Transformación de estados | 68 |
| 5.4.5. | Transformación de entrada | 69 |
| 5.5. | FCS-MPC basado en linealización de estados | 69 |
| 5.5.1. | Modelo de predicción | 70 |
| 5.5.2. | Minimización de la función de costo | 71 |
| 5.5.3. | Trayectoria de referencia | 72 |
| 5.5.4. | Diagrama de flujo del algoritmo | 72 |
| 5.6. | Resultados experimentales | 74 |
| 5.6.1. | FCS-MPC con función de costo de voltaje | 75 |
| 5.6.2. | Control de voltaje PI con control FCS-MPC de corriente | 76 |
| 5.6.3. | Algoritmo FCS-MPC con linealización de estados propuesto | 77 |
| 5.6.4. | Robustez del algoritmo propuesto | 77 |
| 5.6.5. | Efecto de perturbaciones y error en estado estacionario | 78 |

| | |
|---|------------|
| 5.7. Discusión | 80 |
| 6. FCS-MPC en el convertidor boost utilizando diferentes tiempos de muestreo | 81 |
| 6.1. Introducción | 81 |
| 6.2. Análisis lineal simplificado en tiempo discreto | 81 |
| 6.2.1. Función de costo basada en corriente de entrada | 82 |
| 6.2.2. Función de costo basada en voltaje de salida | 84 |
| 6.2.3. Función de costo combinada | 86 |
| 6.2.4. Resultados de simulación | 89 |
| 6.3. Control utilizando distintos tiempos de muestreo | 90 |
| 6.3.1. Idea principal | 91 |
| 6.3.2. Inversión aproximada | 93 |
| 6.3.3. Resultados de simulación | 95 |
| 6.4. Discusión | 96 |
| 7. FCS-MPC en el rectificador trifásico fuente de voltaje | 97 |
| 7.1. Introducción | 97 |
| 7.2. Control predictivo directo de voltaje en el rectificador fuente de voltaje | 97 |
| 7.2.1. Concepto básico del controlador FCS-MPC | 98 |
| 7.2.2. Comportamiento en sistemas de fase no-mínima | 99 |
| 7.2.3. Modelo del rectificador de frente activo trifásico | 101 |
| 7.2.4. FCS-MPC con horizonte uno en el rectificador AFE | 102 |
| 7.3. Esquema de control de voltaje propuesto | 105 |
| 7.3.1. Característica NMP de la F. de T. potencia-voltaje | 106 |
| 7.3.2. Modelo de predicción de fase mínima | 107 |
| 7.3.3. Generación de salida de fase mínima | 108 |
| 7.3.4. Selección del tiempo de muestreo de voltaje | 111 |
| 7.3.5. Cálculo de la referencia de potencia | 113 |
| 7.3.6. Trayectoria de referencia | 113 |
| 7.3.7. Implementación del algoritmo y diagrama de flujo asociado | 114 |
| 7.4. Resultados de simulación | 115 |
| 7.4.1. Seguimiento de referencia ante cambios escalón | 115 |
| 7.4.2. Comparación con solo controlador de potencia | 117 |
| 7.4.3. Comportamiento ante cambio en parámetros | 117 |
| 7.4.4. Comportamiento ante perturbaciones | 119 |
| 7.5. Resultados experimentales | 121 |
| 7.5.1. Control predictivo de potencia | 121 |
| 7.5.2. Tiempo de muestreo del controlador de voltaje | 123 |
| 7.5.3. Controlador predictivo de voltaje y potencia | 124 |
| 7.5.4. Comportamiento ante error en parámetros y perturbaciones | 124 |
| 7.6. Discusión | 125 |
| 8. Conclusiones | 126 |
| 8.1. Sumario | 126 |
| 8.2. Conclusiones | 128 |
| 8.3. Trabajo Futuro | 129 |



Lista de Tablas

- 3.1. Parámetros de simulación para el rectificador 31
- 3.2. Parámetros de simulación para el convertidor boost 36
- 4.1. Parámetros de prueba salida de fase mínima convertidor boost 57
- 5.1. Parámetros del setup experimental del convertidor boost 74
- 7.1. Parámetros del setup experimental del rectificador 121



Lista de Figuras

| | | |
|------|---|----|
| 1.1. | Esquema de control predictivo en convertidores estáticos | 1 |
| 1.2. | Ejemplos de topologías que presentan comportamiento de fase no-mínima | 3 |
| 2.1. | Flujo de trabajo usual para el diseño de controladores en convertidores. | 17 |
| 2.2. | Tipos de esquemas de control en convertidores estáticos | 18 |
| 2.3. | Diagrama de bloques del esquema FCS-MPC utilizado en convertidores. | 19 |
| 2.4. | Discretización del modelo continuo para FCS-MPC | 21 |
| 2.5. | Operación del esquema de control FCS-MPC | 22 |
| 2.6. | Diagrama de flujo del esquema FCS-MPC | 23 |
| 3.1. | Topología del rectificador de frente activo trifásico | 27 |
| 3.2. | Resultados de simulación para el control predictivo de corriente | 32 |
| 3.3. | Resultados de simulación para el control predictivo de voltaje y potencia reactiva | 33 |
| 3.4. | Topología del convertidor dc/dc tipo boost | 34 |
| 3.5. | Resultados de simulación para el control predictivo de corriente de entrada | 37 |
| 3.6. | Resultados de simulación para el control predictivo directo de voltaje | 38 |
| 4.1. | Topología circuital del convertidor dc/dc tipo boost. | 41 |
| 4.2. | Representación aproximada de esquemas de control y L.G.R. asociados | 44 |
| 4.3. | Lazo cerrado planta de primer orden con un controlador tipo ganancia | 45 |
| 4.4. | Lazo cerrado planta de primer orden con retardo y controlador tipo ganancia | 46 |
| 4.5. | Diagrama de bloques de controlador con Predictor Smith para planta con retardo | 47 |
| 4.6. | Lazo cerrado planta de primer orden con un cero en el S.P.D. al usar un controlador tipo ganancia | 48 |
| 4.7. | Diagrama de bloques de controlador con Predictor Smith para planta con cero en el S.P.D. | 50 |
| 4.8. | Comparación entre salida de fase mínima y el voltaje de salida del convertidor | 58 |
| 4.9. | Resultados de simulación del convertidor dc-dc boost utilizando salida de fase mínima | 59 |
| 5.1. | Circuito del convertidor dc/dc tipo boost con resistencia parásita r_s | 64 |
| 5.2. | Diagrama de bloques de la linealización de estados | 67 |
| 5.3. | Diagrama de bloques del controlador FCS-MPC propuesto | 70 |
| 5.4. | Diagrama de flujo del algoritmo FCS-MPC propuesto | 73 |
| 5.5. | Setup experimental del convertidor boost | 74 |
| 5.6. | Transición de función de costo en FCS-MPC en el convertidor boost | 75 |

| | |
|---|-----|
| 5.7. Control de corriente FCS-MPC + PI voltaje versus controlador basado en linealización de estados | 76 |
| 5.8. Comportamiento de FCS-MPC con linealización de estados ante parámetros incorrectos | 77 |
| 5.9. Comportamiento de FCS-MPC con linealización de estados ante perturbaciones | 79 |
| 6.1. Circuito del convertidor dc/dc tipo boost con resistencia parásita r_s | 82 |
| 6.2. Evolución del polo en lazo cerrado al utilizar la función de costo combinada ante incremento en a | 89 |
| 6.3. Respuesta del modelo promedio en lazo cerrado con función de costo combinada para diferentes valores de a | 90 |
| 6.4. Ilustración del efecto del muestreo sobre la respuesta escalón del voltaje en el convertidor boost | 91 |
| 6.5. Resultados de simulación para el controlador predictivo propuesto basado en muestreo en el convertidor boost | 95 |
| 7.1. Diagrama de bloques del esquema de control FCS-MPC como utilizado en convertidores de potencia. | 98 |
| 7.2. Topología del rectificador de frente activo trifásico. | 101 |
| 7.3. Transición desde función de costo basada en potencia a una basada en voltaje | 103 |
| 7.4. Diagrama de bloques del controlador predictivo propuesto. | 104 |
| 7.5. Modelo potencia de entrada - voltaje de salida aproximado | 108 |
| 7.6. Ilustración del efecto del muestreo en el comportamiento de fase no-mínima del voltaje v_{dc} | 109 |
| 7.7. Comparación entre la respuesta muestreada del modelo aproximado de fase mínima con la salida de fase no-mínima verdadera | 110 |
| 7.8. Sobrepaso negativo en la respuesta de voltaje normalizada para diferentes cambios escalón en referencia de potencia activa | 111 |
| 7.9. Diagrama de flujo asociado al controlador predictivo propuesto. | 114 |
| 7.10. Resultados de simulación para cambios escalón en la referencia con el controlador de voltaje propuesto | 116 |
| 7.11. Respuestas de voltaje y potencia del controlador de voltaje propuesto y del controlador de potencia solo. | 117 |
| 7.12. Comportamiento del controlador propuesto ante error en parámetros del modelo L_s , r_s y C_{dc} | 118 |
| 7.13. Comportamiento del controlador propuesto bajo perturbaciones en voltaje de red y resistencia de carga | 119 |
| 7.14. Comportamiento del controlador propuesto bajo perturbaciones en voltaje de red y resistencia de carga con compensación | 120 |
| 7.15. Setup experimental del rectificador de frente activo trifásico | 121 |
| 7.16. Respuesta del controlador predictivo de potencia de horizonte uno a un cambio escalón en la referencia de potencia | 122 |
| 7.17. Respuestas de potencia y voltaje del controlador predictivo de potencia de horizonte uno. | 122 |
| 7.18. Retardo en la respuesta del controlador predictivo de potencia de horizonte uno y característica de fase no-mínima | 123 |

7.19. Respuesta del controlador predictivo de voltaje de horizonte uno propuesto a un cambio escalón en su referencia 124

7.20. Respuesta del controlador predictivo de voltaje de horizonte uno propuesto a errores en el modelo 125



Nomenclatura

Matrices

| | |
|--|---|
| A | : matriz de estados del sistema en tiempo continuo de dimensión $n \cdot n$. |
| B | : matriz de entradas del sistema en tiempo continuo de dimensión $n \cdot p$. |
| E | : matriz de perturbaciones (entrada) en tiempo continuo de dimensión $n \cdot m$. |
| C | : matriz de salidas del sistema en tiempo continuo de dimensión $q \cdot n$. |
| D | : matriz de entradas (salida) del sistema en tiempo continuo de dimensión $q \cdot p$. |
| F | : matriz de perturbaciones (salida) en tiempo continuo de dimensión $q \cdot m$. |
| I | : matriz identidad de dimensiones compatibles. |
| T _{$abc-\alpha\beta 0$} | : matriz de transformación de ejes abc a $\alpha\beta 0$, dimensión $3 \cdot 3$. |
| A _d | : matriz de estados del sistema en tiempo discreto. |
| B _d | : matriz de entradas del sistema en tiempo discreto. |
| E _d | : matriz de perturbaciones (entrada) en tiempo discreto. |
| C _d | : matriz de salidas del sistema en tiempo discreto. |
| D _d | : matriz de entradas (salida) del sistema en tiempo discreto. |
| F _d | : matriz de perturbaciones (salida) del sistema en tiempo discreto. |

Vectores

| | |
|------------------------------------|---|
| x | : vector de n variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n]^T$ |
| u | : vector de p variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \cdots \ u_p]^T$ |
| y | : vector de q variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_q]^T$ |
| p | : vector de m perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \cdots \ p_m]^T$ |
| y [*] | : vector deseado (referencia) de q variables de salida, $\mathbf{y}^* = [y_1^* \ y_2^* \ \cdots \ y_q^*]^T$ |
| s | : vector de señales de disparo |
| m | : vector de señales moduladoras |
| $\Delta \mathbf{x}$ | : variación del vector de estados \mathbf{x} en torno a \mathbf{x}_o , $\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_o$ |
| $\Delta \mathbf{u}$ | : variación del vector de entradas \mathbf{u} en torno a \mathbf{u}_o , $\Delta \mathbf{u} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_o$ |
| $\Delta \mathbf{y}$ | : variación del vector de salidas \mathbf{y} en torno a \mathbf{y}_o , $\Delta \mathbf{y} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_o$ |
| $\Delta \mathbf{p}$ | : variación del vector de perturbaciones \mathbf{p} en torno a \mathbf{p}_o , $\Delta \mathbf{p} = \mathbf{p} - \mathbf{p}_o$ |
| x _{k} | : vector de estados en tiempo discreto en el instante k |
| u _{k} | : vector de entrada en tiempo discreto en el instante k |

| | |
|--|--|
| \mathbf{y}_k | : vector de salidas en tiempo discreto en el instante k |
| \mathbf{p}_k | : vector de perturbaciones en tiempo discreto en el instante k |
| \mathbf{v}^{abc} | : vector de variables trifásicas en ejes abc , $\mathbf{v}^{abc} = [v^a \ v^b \ v^c]^T$. |
| $\mathbf{v}^{\alpha\beta 0}$ | : vector de variables en ejes estacionarios $\alpha\beta 0$, $\mathbf{v}^{\alpha\beta 0} = [v^\alpha \ x^\beta \ v^0]^T$. |
| $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p})$ | : función de estados del sistema no lineal. |
| $\mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p})$ | : función de salida del sistema no lineal. |
| $\Delta \mathbf{x}_k$ | : variación del vector \mathbf{x} en torno a \mathbf{x}_o en el instante k , $\Delta \mathbf{x}_k = \mathbf{x}_k - \mathbf{x}_o$ |
| $\Delta \mathbf{u}_k$ | : variación del vector \mathbf{u} en torno a \mathbf{u}_o en el instante k , $\Delta \mathbf{u}_k = \mathbf{u}_k - \mathbf{u}_o$ |
| $\Delta \mathbf{y}_k$ | : variación del vector \mathbf{y} en torno a \mathbf{y}_o en el instante k , $\Delta \mathbf{y}_k = \mathbf{y}_k - \mathbf{y}_o$ |
| $\Delta \mathbf{p}_k$ | : variación del vector \mathbf{p} en torno a \mathbf{p}_o en el instante k , $\Delta \mathbf{p}_k = \mathbf{p}_k - \mathbf{p}_o$ |

Escalares

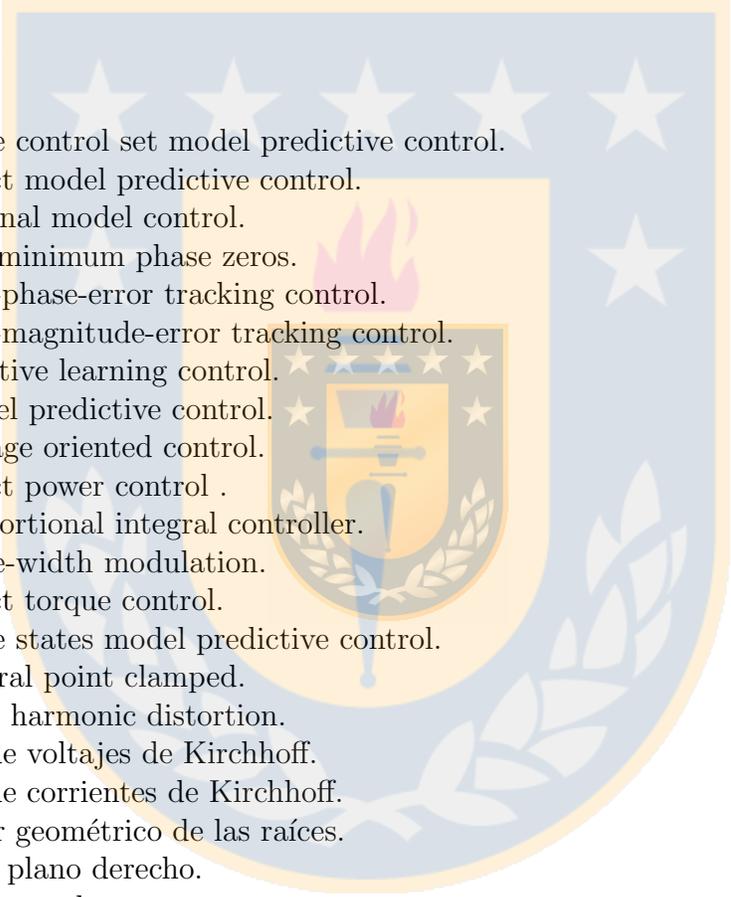
| | |
|-----------------------|---|
| $\text{máx}\{\}$ | : máximo valor. |
| $\text{mín}\{\}$ | : mínimo valor. |
| v^a, v^b, v^c | : variable v en la fase n , $n = \{a, b, c\}$. |
| v^α, v^β | : componente de la variable v en eje α o β . |
| y^* | : valor de referencia de la salida y . |
| $f(t)$ | : función o variable en tiempo continuo. |
| x_k | : variable de estado de tiempo discreto x en el tiempo k (también escrita $x(k)$). |
| u_k | : entrada de tiempo discreto u en el tiempo k . |
| y_k | : salida de tiempo discreto y en el tiempo k . |
| $h(s)$ | : función de transferencia en el plano de Laplace. |
| $h(z)$ | : función de transferencia en el plano \mathcal{Z} . |
| g_{k+2}^i | : función de costo asociada al i -ésimo objetivo en el instante $k + 2$. |
| g_{k+2} | : valor de la función de costo agregada en el instante $k + 2$. |
| u^i | : i -ésimo valor de entrada válido. |
| u_k^{opt} | : valor óptimo de la entrada para el tiempo k . |
| $\lambda(\mathbf{A})$ | : valores propios asociados a la matriz \mathbf{A} . |

Otros

| | |
|-----|---|
| S | : conjunto total de estados de conmutación válidos. |
| U | : conjunto de valores de entrada válidas. |

Abreviaciones

Mayúsculas



| | |
|---------|--|
| FCS-MPC | : finite control set model predictive control. |
| DMPC | : direct model predictive control. |
| IMC | : internal model control. |
| NPZ | : non-minimum phase zeros. |
| ZPETC | : zero-phase-error tracking control. |
| ZMETC | : zero-magnitude-error tracking control. |
| ILC | : iterative learning control. |
| MPC | : model predictive control. |
| VOC | : voltage oriented control. |
| DPC | : direct power control . |
| PI | : proportional integral controller. |
| PWM | : pulse-width modulation. |
| DTC | : direct torque control. |
| FS-MPC | : finite states model predictive control. |
| NPC | : neutral point clamped. |
| THD | : total harmonic distortion. |
| LVK | : ley de voltajes de Kirchhoff. |
| LCK | : ley de corrientes de Kirchhoff. |
| L.G.R. | : lugar geométrico de las raíces. |
| S.P.D. | : semi plano derecho. |
| L.C. | : lazo cerrado. |
| S.P.I. | : semi plano izquierdo. |
| SISO | : single input single output. |
| ISE | : integral square error. |
| IGBT | : insulated gate bipolar transistor. |
| AFE | : active front end. |
| NMP | : non-minimum phase. |

Minúsculas

- d.c. : direct current (corriente continua).
a.c. : alternating current (corriente alterna).



Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción General

En la actualidad, producto del creciente interés en tecnologías industriales de alta eficiencia, con impacto reducido en el medio ambiente, y en nuevos medios para la generación de energía amigables con éste, la conversión y adecuación de la energía eléctrica juega un papel fundamental. En efecto, para lograr sus beneficios se requiere poder manipular a voluntad los flujos de energía tanto en procesos industriales, como en sistemas de generación basados en energías renovables, por ejemplo eólicos y solares. La tecnología que permite la posibilidad de estos avances corresponde a la electrónica de potencia y convertidores estáticos. A través de estos equipos es posible manipular la energía y variables eléctricas provenientes de una fuente como red, baterías, paneles solares, generadores, entre otras, y adecuarlas para aplicaciones particulares tales como la conexión de éstas fuentes a la red eléctrica, alimentación de cargas en procesos, control de velocidad en motores, etc.

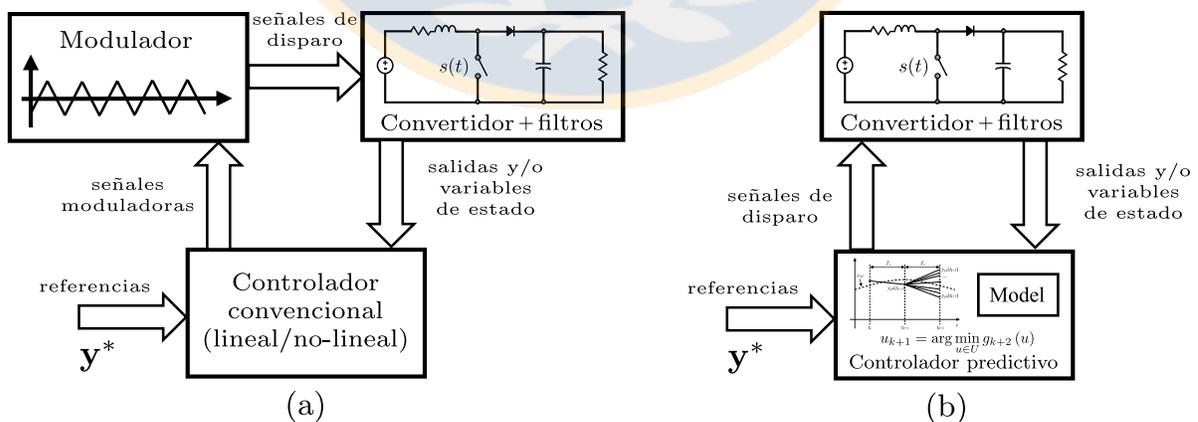


Fig. 1.1. Esquema de control predictivo en convertidores estáticos.
(a) Controlador convencional, (b) Controlador predictivo.

Los convertidores estáticos permiten la manipulación de energía y variables eléctricas con alta eficiencia. Estos equipos, construidos a partir de switches y elementos pasivos, permiten lograr los objetivos deseados mediante el control apropiado del encendido y apagado de sus switches. Para generar las señales de control requeridas se emplea un controlador, el cual depende de la aplicación particular. Tradicionalmente, los esquemas de control para convertidores se basan en el uso de modulación, lo que permite utilizar las técnicas clásicas provistas por la teoría de control. El modulador mapea un cierto valor deseado de voltaje a estados de los switches en cada periodo de una señal portadora. El valor deseado o referencia para el modulador, que se considera como entrada al sistema, es generada por un esquema de control en lazo cerrado, generalmente basado en controladores lineales, en función de las salidas o variables de estado del sistema, Fig. 1.1 (a).

Sin embargo, es posible abordar el problema de control prescindiendo de la etapa de modulación. En esta clase de esquemas directos los estados de los switches del convertidor se seleccionan directamente de forma de cumplir los objetivos deseados. Dentro de éstos, el control predictivo con set de control finito (FCS-MPC), también denominado control predictivo directo (DMPC), ha tenido un auge importante en la literatura académica en los últimos 20 años [1]. Este auge ha sido impulsado por la exitosa aplicación de las técnicas de control predictivas en plantas industriales y el aumento de capacidades de cálculo disponibles.

FCS-MPC es una técnica de control en tiempo discreto que selecciona directamente los estados de conmutación en cada tiempo de muestreo a través de la evaluación exhaustiva de cada estado del convertidor en términos de los objetivos deseados, Fig. 1.1 (b). La selección se realiza a través de un modelo del sistema y una función de costo. En cada tiempo de muestreo, el controlador evalúa el modelo y selecciona el estado de conmutación que optimiza una cierta función de costo, el que será aplicado en el siguiente tiempo de muestreo. Entre las ventajas de este esquema de control en convertidores estáticos se cuentan su simplicidad conceptual, rápida dinámica, capacidad de considerar restricciones y no-linealidades, además de poder abordar múltiples objetivos de control [2]. Luego, es posible obtener controladores de alto desempeño dinámico y además más simples que las alternativas convencionales basadas en controladores lineales y modulación.

A pesar de sus atractivas ventajas, el esquema FCS-MPC presenta ciertas dificultades como frecuencia de conmutación variable, y error en estado estacionario, entre otras, para las cuales ya existen soluciones. Sin embargo, un inconveniente importante pero relativamente poco estudiado, surge en el control de convertidores que poseen una comportamiento de fase no-mínima entre la entrada de control y la salida a controlar. La respuesta de estos sistemas muestra un sobrepaso negativo transitorio al ser sometidos a una entrada escalón. Esta característica, que dificulta significativamente el diseño de controladores de alto desempeño, está presente en diferentes estructuras, por ejemplo en convertidores tipo *boost* o elevadores, es decir, que ofrecen

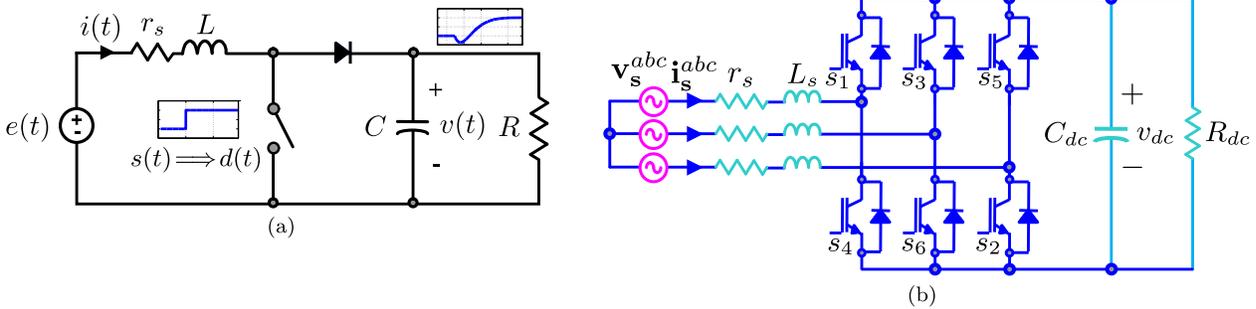


Fig. 1.2. Ejemplos de topologías que presentan comportamiento entrada-salida de fase no-mínima.

(a) Convertidor dc/dc tipo boost, (b) Rectificador trifásico de frente activo fuente de voltaje.

una ganancia de voltaje mayor a 1. Entre los convertidores que muestran este comportamiento se cuentan rectificadores fuente de voltaje trifásicos [3], Fig. 1.2 (b), convertidores dc/dc tipo boost [4, 5, 6], Fig. 1.2 (a), y los de tipo fuente Z [7, 8, 9].

El problema al aplicar FCS-MPC en los convertidores mencionados radica en que su característica puede llevar al controlador a tomar decisiones incorrectas en la elección de los estados de conmutación. El sobrepaso negativo, presente en la repuesta del sistema, implica que para llevar la salida a un nuevo valor el error debe aumentar transitoriamente. Dado que en convertidores estáticos se utiliza usualmente un horizonte de predicción unitario, esta característica puede “engañar” al controlador provocando que tome decisiones incorrectas. Una forma de abordar este problema mediante control predictivo en plantas con dinámicas lentas es extendiendo el horizonte de predicción, sin embargo, ésta no es apropiada en electrónica de potencia debido a la rapidez de las dinámicas involucradas. Para evitar esta situación en aplicaciones prácticas se recurre a agregar controladores auxiliares como lazos externos. Esto origina nuevos problemas, como la restricción artificial de la respuesta dinámica del sistema, y la necesidad de sintonizar los parámetros de los controladores externos, entre otros.

Considerando lo anterior, este trabajo estudia la aplicación del esquema FCS-MPC con horizonte de predicción unitario en convertidores tipo *boost*, los que presentan una característica de fase no mínima entre la entrada de control y la salida a controlar. Se busca por una parte, el encontrar formas de comprender intuitivamente el comportamiento del controlador en estos sistemas, y proponer esquemas para abordar el problema de forma exitosa. Es importante destacar que la mayoría de las aplicaciones de FCS-MPC en convertidores estáticos consideran un horizonte de predicción unitario [2], debido a restricciones de cómputo. Por lo tanto, es fundamental que las propuestas eviten al mismo tiempo la extensión del horizonte de predicción.

1.2. Trabajos Previos

En esta sección se revisan algunos trabajos existentes que están relacionados con la presente tesis y dan pie a ésta. La revisión bibliográfica realizada contempla trabajos publicados en diversas revistas y conferencias, los que han sido divididos en dos secciones: (1) control predictivo de sistemas de fase no mínima, y (2) característica de fase no mínima en convertidores estáticos.

1.2.1. Control Predictivo de Sistemas de Fase No Mínima

- J. Mamboundou and N. Langlois, “Application of feedforward model inverse control using MPC on a non-minimum phase system,” 2012 IEEE International Conference on Industrial Technology, Athens, 2012, pp. 899-905. doi: 10.1109/ICIT.2012.6210053, [10].

En este trabajo se estudia un esquema de control predictivo basado en modelo para un generador diésel. El sistema está conformado por un motor diésel conectado a un generador DC. La entrada del sistema es un voltaje que actúa sobre la inyección del motor, la que modifica la potencia generada por éste. Este sistema posee un cero de fase no mínima y un polo inestable. Para abordar el control de este sistema se propone usar un compensador de prealimentación basado en una inversión aproximada del modelo. El esquema de control predictivo se usa en forma interna con el modelo de la planta, sin embargo, se aplica una función de transferencia a la referencia de la variable a controlar, que corresponde a la inversa aproximada de la planta. En este trabajo no se da mayor detalle de porqué es necesario incluir esta inversión aproximada en el controlador, ni el mecanismo con el que afecta al controlador predictivo.

- B. M. Chen, A. Saberi and P. Sannuti, “Explicit expressions for cascade factorization of general nonminimum phase systems,” in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 37, no. 3, pp. 358-363, March 1992. doi: 10.1109/9.119637, [11].

En general, es posible factorizar la función de transferencia de un sistema en una parte de fase mínima, que es invertible desde el punto de vista de control, y una parte de fase no-mínima, cuya inversa resulta ser un sistema inestable. Este trabajo entrega expresiones de dos factorizaciones diferentes para obtener una parte de fase mínima y otra de fase no-mínima asociadas a un sistema particular. La primera considera que todos los ceros de fase no-mínima se reúnen en una función de transferencia tipo filtro pasatodo. La segunda factorización permite tratar el caso donde existan ceros en el eje imaginario, en el cual la primera factorización no permite obtener un resultado satisfactorio. Para la factorización se considera que se dispone de una realización en espacio de estados del sistema.

- Rajput, Jahanzeb & Weiguo, Zhang. (2014). “Fundamental methodologies for control of nonlinear nonminimum-phase systems: An overview,” Proceedings of the Institution of Me-

chanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering. 228. 553-564. Doi: 10.1177/0959651814535573, [12].

Este trabajo estudia el caso de sistemas de fase no-mínima que son no lineales. En el caso no lineal, el concepto de fase no-mínima corresponde a un sistema que posee una dinámica cero inestable. En este caso, las técnicas de control basadas en invertir la plata se vuelven inadecuadas. Tal es el caso de las primeras técnicas de control no lineal como linealización por realimentación. Para poder abordar este problema de control en el entorno no lineal se presentan 5 metodologías diferentes. Las técnicas abordadas son: linealización por realimentación aproximada, redefinición de la salida, eliminación de cero real, inversión estable, estabilización por realimentación de salida. Este trabajo solo presenta los conceptos y los compara, pero no ilustra su funcionamiento en ejemplos prácticos.

- Carlos E. Garcia and Manfred Morari, "Internal model control. A unifying review and some new results," *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development* 1982 21 (2), 308-323, doi: 10.1021/i200017a016, [13].

En este trabajo se presenta el concepto de control con modelo interno (IMC). Se introduce el concepto de "controlador perfecto", esto es puede existir una relación directa entre una referencia de entrada y la salida si se selecciona como controlador a la inversa del modelo. El problema se origina cuando el modelo de la planta no es invertible. Para ello se introduce la factorización de la planta en una parte invertible y en una no invertible. Se postula que el mejor controlador desde el punto de vista de seguimiento será entonces la inversa de la parte invertible del controlador. Se estudia el Predictor Smith como un caso particular del control con modelo interno. También se analiza el caso de un controlador predictivo, en donde se concluye que si se aumenta el tiempo de muestreo es posible obtener un controlador estable para el sistema. También se estudian otros esquemas de control tipo predictivo como model algorithmic control y dynamic matrix control en el framework del IMC.

- Jurgen van Zundert, Tom Oomen, "Inverting Nonminimum-Phase Systems from the Perspectives of Feedforward and ILC," *IFAC-PapersOnLine*, Volume 50, Issue 1, 2017, Pages 12101-12106, ISSN 2405-8963, <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2135>, [14].

Este trabajo estudia varias formas aproximadas para invertir un sistema. Se indica que en general el esquema de inversión de la planta se utiliza como una forma de prealimentación para mejorar la respuesta dinámica del sistema, y que se utiliza en conjunto con un esquema realimentado. Las técnicas de inversión evaluadas son las denominadas tradicionales, que incluyen non-minimum-phase zeros ignore (NPZ-ignore), zero-phase-error tracking control (ZPETC), zero-magnitude-error tracking control (ZMETC) e inversión estable, y se estudia también un método denominado iterative learning control (ILC). Este último, a diferencia de los anteriores, corrige la prealimentación en el tiempo actual utilizando valores anteriores del error, que son

filtrados a través de una función de transferencia determinada. Los esquemas son evaluados en el control de posición de un sistema de fase no mínima.

- Costas Kravaris, Prodromos Daoutidis, Raymond A. Wright, “Output feedback control of nonminimum-phase nonlinear processes,” *Chemical Engineering Science*, Volume 49, Issue 13, 1994, Pages 2107-2122, ISSN 0009-2509, [https://doi.org/10.1016/0009-2509\(94\)E0009-F](https://doi.org/10.1016/0009-2509(94)E0009-F), [15].

Este trabajo estudia el control de sistemas estables en lazo abierto no lineales que muestran comportamiento de fase no mínima. Se indica que la forma estándar para abordar el problema de control de sistemas de fase no mínima de sistemas lineales es la factorización de la planta en una parte de fase mínima y otra de fase no mínima, pero que esta factorización es aún un problema abierto en sistemas no lineales. Este trabajo propone extender el concepto del Predictor Smith para sistemas no lineales, de forma que el diseño del controlador pueda ser abordado solo considerando la parte de fase mínima, dejando la parte de fase no mínima en lazo abierto. Se realiza un extenso tratamiento matemático para demostrar la propuesta y se prueba su operación en el control de temperatura de un reactor exotérmico.

- K. Guemghar, B. Srinivasan, P. Mullhaupt and D. Bonvin, “Predictive control of fast unstable and nonminimum-phase nonlinear systems,” *Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No.CH37301)*, Anchorage, AK, USA, 2002, pp. 4764-4769 vol.6. doi: 10.1109/ACC.2002.1025412, [16].

En este trabajo se estudia el control predictivo de sistemas de fase no mínima rápidos e inestables. Dado que se consideran sistemas rápidos, no es posible lograr un buen desempeño utilizando solo control predictivo al aplicarlo en sistemas inestables debido al poco tiempo disponible para optimización. Una forma de abordar este problema es preestabilizar el sistema a través de linealización por realimentación. Sin embargo esto puede generar dinámicas internas inestables. Para resolver este problema, se utiliza una combinación en cascada de ambos esquemas en que la realimentación entrada/salida se utiliza en conjunto con un controlador de alta ganancia como un lazo interno para lograr una respuesta rápida. El controlador predictivo externo opera más lentamente y está diseñado para estabilizar la dinámica interna inestable.

- T. Barot and M. Kubalcik, “Predictive control of non-minimum phase systems,” *Proceedings of the 2014 15th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, Velke Karlovice, 2014, pp. 23-27. doi: 10.1109/CarpathianCC.2014.6843563, [17].

Este trabajo propone una nueva forma de abordar el control predictivo de sistemas de fase no mínima. Se indica que la forma usual de tratar este problema es a través de aumentar el horizonte de predicción mínimo. De acuerdo a lo mencionado en el trabajo, el controlador ignora los primeros movimientos de la salida en los primeros instantes, y considera solo la parte de la respuesta sin el sobrepaso negativo. Los autores proponen un método alternativo que se basa en considerar al sobrepaso negativo inicial como una restricción en la optimización. No se

menciona nada respecto a la velocidad de la respuesta dinámica del controlador propuesto en comparación con el método convencional indicado.

- W. García-Gabín and E. F. Camacho, “Sliding mode model based predictive control for non-minimum phase systems,” 2003 European Control Conference (ECC), Cambridge, UK, 2003, pp. 904-909. doi: 10.23919/ECC.2003.7085073, [18].

Este trabajo presenta un esquema de control predictivo modificado utilizando control por modo deslizante para abordar el control de una planta de fase no mínima. Se hace una descripción de la dificultad de controlar estas plantas a través de control predictivo, indicando que para horizontes cortos en general el controlador obtenido hace que el sistema sea inestable. El origen de la inestabilidad es la presencia de ceros de fase no mínima, dado que el controlador predictivo intenta cancelar los ceros inestables de la planta para lograr una alta velocidad de respuesta, lo que se traduce en pérdida de estabilidad interna en el sistema. El método propuesto calcula como entrada al sistema la suma entre una parte discontinua, que lleva al sistema hacia la referencia, y una parte continua generada por un esquema tipo MPC que mantiene la variable controlada en torno a la referencia.

1.2.2. Característica de Fase No Mínima en Convertidores Estáticos

- D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes and R. Lizana, “Model Predictive Control of an AFE Rectifier With Dynamic References,” in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 7, pp. 3128-3136, July 2012. doi: 10.1109/TPEL.2011.2179672, [19].

Este trabajo estudia la aplicación del control predictivo con set de control finito (FCS-MPC) en rectificadores de frente activo. Los esquemas de control convencionales, tanto el control vectorial (voltage oriented control, VOC) como el control directo de potencia (direct power control, DPC) para este tipo de sistemas requieren el diseño de controladores lineales para los cuales se debe disponer de una linealización del sistema en torno al punto de operación. Las técnicas FCS-MPC en general permiten abordar el problema sin necesidad de linealizaciones. Una primera aproximación al control predictivo de este tipo de sistemas considera el uso de un controlador externo PI para el voltaje dc. La sintonización de este controlador no resulta ser sencilla. Debido a esto, este trabajo propone controlar directamente el voltaje dc del sistema, mediante una función de costo. Sin embargo, la función de costo utilizada no considera directamente el voltaje dc ni la potencia reactiva, sino que genera referencias auxiliares, que son versiones filtradas de las cantidades instantáneas. Se argumenta que es necesario utilizar estas referencias para compatibilizar los valores en estado estacionario, pero no se indica nada respecto a la característica de fase no mínima del voltaje dc.

- C. Dirscherl, C. M. Hackl and K. Schechner, “Pole-placement based nonlinear state-feedback control of the DC-link voltage in grid-connected voltage source power converters: A preliminary

study,” 2015 IEEE Conference on Control Applications (CCA), Sydney, NSW, 2015, pp. 207-214. doi: 10.1109/CCA.2015.7320634, [20].

En este trabajo se propone un controlador basado en posicionamiento de polos a través de realimentación de estados para el voltaje dc de un convertidor fuente de voltaje. Se hace hincapié en que la característica de fase no mínima que muestra el convertidor no ha recibido mayor estudio en la literatura, sin embargo esta característica en general limita drásticamente el ancho de banda del sistema en lazo cerrado, lo que implica la elección conservativa de controladores con bajas ganancias. Para realizar el control el sistema es modelado en un marco de referencia rotatorio. De esta forma, se muestra que existe un cero de fase no mínima entre el voltaje dc y la corriente de entrada en el eje d . El control del voltaje dc se realiza mediante realimentación de estados en donde las ganancias son continuamente ajustadas en función del punto de operación del convertidor.

- M. A. Pérez, Ricardo Lizana Fuentes and J. Rodríguez, “Predictive control of DC-link voltage in an active-front-end rectifier,” 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, 2011, pp. 1811-1816. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984432, [3].

Este trabajo estudia el control predictivo del voltaje dc en un rectificador de frente activo. A diferencia de trabajos anteriores, en este se hace mención explícita respecto a la característica de fase no mínima del sistema y su relación con el control predictivo. En efecto, el trabajo indica que normalmente para evitar este problema se recurre a utilizar un controlador lineal tipo PI para el voltaje dc, sin embargo su sintonización se vuelve difícil. Se muestra que existe un cero de fase no mínima entre el voltaje dc y la potencia activa, sin embargo no muestra directamente como esto afecta la estabilidad del sistema en lazo cerrado al utilizar el controlador predictivo. El trabajo propone como solución el utilizar una función de costo que controla la potencia activa y reactiva. La referencia para la potencia activa es generada a partir del voltaje dc y un modelo del sistema.

- Almer, S & Mariethoz, Sebastien & Morari, M & Jonsson, U. (2015). “Application of model predictive control and analysis of switched systems to the direct voltage control of AC-DC converters,” 2009 European Control Conference, ECC 2009. 3593-3598, [21].

Este trabajo propone un esquema de control directo basado en control predictivo sin utilizar el esquema de control en cascada tradicional. Esto con el objetivo de mejorar la respuesta dinámica del sistema. Se argumenta que a pesar de que el esquema de control en cascada entrega resultados satisfactorios, este no es suficiente en el caso de requerir repuestas dinámicas de alto desempeño en el voltaje dc o cuando el condensador es pequeño. El esquema propuesto hace uso de un modulador PWM para el cual el ciclo de trabajo es generado a través de un esquema de control predictivo que considera en su optimización el error entre una trayectoria de referencia para el voltaje y el error entre la trayectoria del ciclo de trabajo y su referencia.

- A. Zakipour, S. Shokri Kojori and M. Tavakoli Bina, “Closed-loop control of the grid-connected Z-source inverter using hyper-plane MIMO sliding mode,” in *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 15, pp. 2229-2241, 15 12 2017. doi: 10.1049/iet-pel.2017.0076, [8].

Otro convertidor que muestra una característica de fase no mínima es el inversor tipo Z. En este trabajo se indica que la regulación directa del voltaje del condensador del lado dc puede llevar a la inestabilidad del sistema. Por esta razón se emplean controladores en cascada donde el voltaje del condensador se regula indirectamente a través de la corriente del inductor del lado dc. Sin embargo, esta estrategia muestra una lenta respuesta dinámica. Para este convertidor, el trabajo propone un esquema de control multivariable utilizando un control de modo deslizante. El esquema de control resultante, así como su análisis, es complejo.

- A. Ayad, P. Karamanakos and R. Kennel, “Direct model predictive voltage control of quasi-Z-source inverters with LC filters,” 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’16 ECCE Europe), Karlsruhe, 2016, pp. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2016.7695428, [22].

Este trabajo analiza la aplicación del control predictivo directo a un inversor quasi-Z. Este convertidor se conecta a la red a través de un filtro tipo LC lo que aumenta el número de variables de estado del sistema, complicando el diseño de controladores convencionales como los controladores lineales en cascada. Para evitar este problema se propone usar un control predictivo directo que considera una función de costo basada en norma-2 que mezcla todos los objetivos de control deseados, pero que a su vez está ponderada por una matriz \mathbf{Q} . En este trabajo no se menciona nada respecto a de si el sistema es de fase no mínima, o si existe alguna matriz \mathbf{Q} para el cual el sistema se tornaría inestable. La optimización solo se lleva a cabo con un horizonte igual a 1.

- P. Karamanakos, T. Geyer and S. Manias, “Direct Voltage Control of DC/DC Boost Converters Using Enumeration-Based Model Predictive Control,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 968-978, Feb. 2014, [23].

Este trabajo estudia la aplicación del control predictivo basado en modelo en convertidores dc-dc tipo boost. A diferencia de los esquemas convencionales, el trabajo propone controlar directamente el voltaje de salida mediante control predictivo sin utilizar un lazo interno de corriente. Se indica que dado que el voltaje de salida presenta un comportamiento de fase no mínima respecto a la acción de switcheo la ganancia del sistema cambia de signo lo que dificulta el diseño del control. Para asegurar que el controlador predictivo considere esta situación se debe tener un horizonte NT_s largo, lo que no es deseado debido al restringido tiempo disponible. Por esto, el trabajo propone evaluar el modelo con diferentes instantes de muestreo para alargar en forma indirecta el horizonte de predicción.

- M. Zhang, X. Li, J. Liu and H. Su, “Dual-mode LQR-feedforward optimal control for non-

minimum phase boost converter,” in *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 92-102, 1 20 2017. doi: 10.1049/iet-pel.2016.0234, [24].

Este trabajo considera el control del convertidor dc/dc tipo boost. Se indica que este convertidor tiene un cero en el semiplano derecho, lo que introduce lentitud en la respuesta dinámica. Para evitar este problema, una opción es introducir una prealimentación que, en general, se obtiene como la inversa del modelo de la planta. Sin embargo, dado que la inversa del modelo no es posible en este convertidor se debe recurrir a una inversa aproximada. La técnica de inversión utilizada es el método zero-phase-error tracking controller (ZPETC). Esta combinación permite obtener un alto desempeño en comparación con el uso de un controlador basado solo en realimentación.

- K. Tarakanath, S. C. Patwardhan and V. Agarwal, “Implementation of an internal model controller with anti-reset windup compensation for output voltage tracking of a non-minimum phase dc-dc boost converter using FPGA,” 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), Auckland, 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/SPEC.2016.7846219, [25].

Este trabajo presenta la aplicación del control con modelo interno al convertidor dc/dc tipo boost. El uso de este método de control se basa en su capacidad de poder considerar el hecho que el convertidor actúa como un sistema de fase no mínima. Dado que es posible que se requieran cambios rápidos y con largas excursiones en el voltaje, se estudia también el uso de un limitador. Además del limitador se propone un método para evitar que el controlador continúe acumulando error cuando el limitador se encuentra actuando. El método propuesto corresponde a un filtro aplicado a la diferencia entre la salida del controlador saturado versus no saturado, la cual se realimenta al error.

- L. Cheng, P. Acuna, R. P. Aguilera, M. Ciobotaru and J. Jiang, “Model predictive control for DC-DC boost converters with constant switching frequency,” 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), Auckland, 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/SPEC.2016.7846189, [4].

Este trabajo presenta un esquema de control predictivo con set de control continuo de horizonte 1 para controlar el convertidor dc/dc tipo boost. Se indica que este convertidor presenta una característica de fase no mínima, la que dificulta el diseño del controlador, y que para obtener un buen desempeño se requiere un horizonte de predicción largo en el controlador. El método propuesto permite lograr un buen desempeño y dado que utiliza un set de control continuo, permite tener una frecuencia de conmutación constante. La propuesta consiste en generar una referencia de corriente apropiada la que es función del voltaje dc deseado. De esta forma, la variable controlada directamente es la corriente. Debido a que la variable controlada es la corriente, la característica de fase no mínima del voltaje no provoca inestabilidad.

- L. Cheng, P. Acuna, R. Aguilera, J. Jiang, S. Wei, J. Fletcher and D. Lu, “Model Predictive

Control for DC-DC Boost Converters With Reduced-Prediction Horizon and Constant Switching Frequency,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 9064-9075, Oct. 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2785255, [5].

Este trabajo corresponde a la continuación del trabajo [4] e incluye resultados experimentales. A diferencia del trabajo previo, muestra explícitamente que se trata de un controlador de corriente cuyas referencias son precalculadas a partir de las diferentes variables del sistema. Es interesante notar en los resultados mostrados que no es muy evidente el aumento en la velocidad de respuesta del controlador propuesto en relación a los controladores tradicionales.

- G. Ke, C. Yan, Z. Lin and G. Yuanxing, “Research on the Z-source inverter grid-connected control of micro-grid based on differential geometry,” *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham, 2011, pp. 1-9, [26].

Este trabajo propone un esquema de control para un inversor Z conectado a la red. Para evitar el problema del cero de fase no mínima se propone el uso de un esquema de control no lineal basado en linealización por realimentación. El análisis del sistema se divide en la obtención de la ley de realimentación para la parte dc, y la obtención de la ley de realimentación para la parte ac. Para el análisis de la parte dc se considera que el inversor es una fuente de corriente. Es interesante notar que el grado relativo de las ecuaciones dinámicas asociadas a la parte dc es 2, por lo que en principio no existiría dinámica cero, lo que se contradice de cierta forma a que el sistema presente la característica de fase no mínima.

- Zakipour, Adel & Shokri-Kojori, Shokrollah & Tavakoli Bina, Mohammad. (2017). “Sliding mode control of the nonminimum phase grid-connected Z-source inverter,” *International Transactions on Electrical Energy Systems*. 27. e2398. doi: 10.1002/etep.2398, [9].

En este trabajo se propone un esquema de control para el inversor Z conectado a la red. Se hace clara mención que este convertidor muestra una característica de fase no mínima al requerir el control de voltaje en el condensador del lado dc. El diseño del controlador se separa en un diseño de controlador para la parte dc, y un diseño de controlador para la parte ac. Para ambos controladores se utiliza un controlador de modo deslizante. El controlador obtenido posee una rápida respuesta ante cambios en la corriente inyectada.

- N. Moehle and S. Boyd, “Value function approximation for direct control of switched power converters,” *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Siem Reap, 2017, pp. 360-367. doi: 10.1109/ICIEA.2017.8282871, [27].

En este trabajo se estudia una forma de aumentar el horizonte de predicción efectivo de un controlador FCS-MPC sin tener que aumentar el costo computacional. El objetivo de hacer esto es poder abordar problemas en los que el controlador debe considerar horizontes largos para evaluar su decisión. La motivación es poder controlar mediante FCS-MPC convertidores estáticos que muestran una característica de fase no mínima como el convertidor dc/dc tipo

boost. La idea consiste en modificar la función de costo a evaluar agregando una función que representa de forma aproximada el costo de la selección actual sobre la evolución futura de la variable. Esta función denominada “función de valor” se determina en forma offline a través de simulación. De esta forma, es posible simular el comportamiento de control predictivo con un horizonte de predicción largo, usando un horizonte de predicción corto. Se muestran resultados favorables para la estrategia propuesta versus MPC con horizonte largo en un convertidor boost.

1.2.3. Discusión

En la teoría de control de sistemas con entradas continuas tanto lineales como no lineales, se observa que los principales métodos para abordar el control de alto desempeño en sistemas de fase no mínima pasan por factorizar la planta en una parte de fase mínima invertible y otra parte de fase no mínima no invertible. La síntesis del controlador posteriormente se realiza considerando la parte invertible del sistema. Esto implica que el controlador no debe cancelar la parte de fase no mínima del sistema, lo que se traduce en que esta característica debe aparecer en la salida. En el caso de los controladores predictivos, la solución pasa principalmente por aumentar el horizonte de predicción, de forma que el controlador pueda considerar que el efecto del sobrepaso negativo solo es un fenómeno transitorio y realice finalmente una elección correcta de la entrada.

En convertidores estáticos, el problema de la característica de fase no mínima se observa principalmente en los convertidores dc/dc tipo boost. Sin embargo, tanto el rectificador de frente activo conectado a la red, como los convertidores Z presentan un problema similar al intentar controlar directamente la tensión del enlace dc sin utilizar un lazo interno de corriente. El efecto de la característica de fase no mínima en el control del voltaje dc en rectificadores activos ha sido poco estudiado en la literatura de electrónica de potencia.

El controlador FCS-MPC, dado que actúa como un controlador de alta ganancia, sufre de problemas al intentar ser aplicado a este tipo de sistemas. En estos sistemas no es posible el aumentar el horizonte de predicción directamente para solucionar el problema de estabilidad. A pesar de que se han propuesto algunas soluciones que permiten hacer que el esquema funcione en el control de rectificadores activos y convertidores dc/dc tipo boost, estas soluciones no son del todo satisfactorias. Esto motiva el estudiar nuevas formas para abordar este problema sin aumentar el horizonte de predicción.

1.3. Hipótesis de Trabajo

- El concepto de Predictor Smith puede ser extendido a sistemas que muestran comportamiento de fase no-mínima tanto lineales con ceros en el semiplano derecho como no-lineales,

particularmente convertidores estáticos conmutados.

- Es viable utilizar y/o adaptar el concepto del Predictor Smith al control predictivo con set de control finito (FCS-MPC) al control directo de convertidores conmutados que muestran comportamiento de fase no-mínima; en particular, la tensión de salida dc de convertidores dc-dc tipo boost y rectificadores trifásicos de frente activo.
- Es factible implementar un control predictivo de horizonte 2 y estable en sistemas conmutados con características de fase no-mínima.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo General

Desarrollar algoritmos de control predictivo basado en modelos con set de control finito (FCS-MPC) con horizonte reducido para convertidores estáticos conmutados que se comportan como sistemas de fase no-mínima. Este es el caso de los convertidores dc-dc tipo boost y rectificadores fuente de voltaje trifásicos en donde la tensión de salida dc debe ser controlada. Esto permitirá obtener esquemas de control con una mejor respuesta dinámica y con un concepto más simple que los controladores en cascada comúnmente utilizados y un menor costo computacional que controladores predictivos con horizontes mayores a 2. Para lograr este objetivo, se utilizará el concepto del Predictor Smith de tal forma de permitir la aplicación de FCS-MPC con horizonte 2 para obtener la respuesta dinámica más rápida pero a la vez garantizando la estabilidad del sistema.

1.4.2. Objetivos Específicos

- Obtener modelos de tiempo continuo y discreto de un convertidor dc-dc tipo boost y rectificador de frente activo fuente de voltaje trifásico que permitan realizar el análisis dinámico de estas topologías. En el primer caso, la entrada será la señal de encendido/apagado del switch y/o ciclo de trabajo, mientras que su salida será el voltaje en terminales. En el segundo, las entradas serán las funciones de conmutación asociadas a cada switch y/o las señales moduladoras, mientras que las salidas corresponderán al voltaje del lado dc, corrientes de línea, y potencias activa/reactiva.
- Mostrar en forma explícita la característica de fase no-mínima del convertidor dc-dc tipo boost y del rectificador trifásico de frente activo fuente de voltaje cuando la tensión de salida se considera como la variable a controlar. En particular, ilustrar la existencia del cero en el semiplano derecho y/o presencia de dinámicas internas en los modelos respectivos.

- Utilizar el concepto del Predictor Smith en conjunto con controladores predictivos con set de control finito para realizar el control de las topologías anteriores, sin necesidad de aumentar el horizonte de predicción, permitiendo de esta forma el uso de controladores de alta ganancia, garantizando a la vez la estabilidad del sistema.
- Implementar los algoritmos FCS-MPC con horizonte 2 propuestos en los convertidores dc-dc tipo boost y rectificador trifásico fuente de voltaje para verificar experimentalmente la correcta operación de los algoritmos propuestos, resultando en un controlador de alta velocidad para las tensiones bajo control.

1.5. Alcances y Limitaciones

- Las topologías a considerar para su análisis corresponderán al convertidor dc-dc tipo boost y el rectificador de frente activo trifásico fuente de voltaje.
- Los switches y componentes serán considerados como ideales para objeto de modelación y simulación.
- Los parámetros de ambos sistemas se considerarán conocidos e invariantes en el tiempo.
- Tanto las tensiones de red como los parámetros del sistema trifásico se considerarán balanceados.
- El rectificador de frente activo será conectado a la red con un filtro inductivo de primer orden.

1.6. Temario y Metodología

El presente trabajo se divide en los capítulos descritos a continuación. El capítulo 2 realiza una breve descripción del algoritmo FCS-MPC como es usualmente aplicado en convertidores estáticos. Posteriormente, en el capítulo 3, se ilustran las dificultades encontradas al considerar un controlador FCS-MPC de horizonte uno en los convertidores dc/dc tipo boost y el rectificador de frente activo trifásico fuente de voltaje. En el capítulo 4 se propone una primera aproximación para abordar el problema en el convertidor boost utilizando teoría de control no-lineal. Empleando ésta última, el capítulo 5 extiende los resultados anteriores para abordar un mayor número de variables de estado. Considerando la considerable dificultad de la propuesta, el capítulo 6 propone un método más sencillo para abordar el problema explotando

las características del muestreo. En base a estos resultados, el capítulo 7 muestra como es posible abordar el control del rectificador de frente activo trifásico fuente de voltaje. Finalmente las conclusiones se resumen en el capítulo 8.



Capítulo 2

FCS-MPC en convertidores estáticos

2.1. Introducción

Las técnicas de control tradicionales para convertidores estáticos se basan en el uso de un modulador para generar voltajes de salida con valores medios dictados por una señal externa. El uso de modulación permite la aplicación de la teoría de control clásica al control de convertidores. La señal externa alimentada al modulador puede ser independiente de las variables del sistema (operación en lazo abierto), o bien depender de ellas a través de un esquema de control en lazo cerrado. Sin embargo, existe la posibilidad de generar las señales de disparo de los switches directamente, sin utilizar un modulador, mediante el uso de técnicas de control directas. Dentro de éstas, el control predictivo con conjunto de control finito o FCS-MPC [1, 28] ha surgido durante los últimos 20 años como una alternativa atractiva respecto a los esquemas tradicionales producto de una serie de características favorables. En este capítulo se realizará una breve exposición de los aspectos claves de este esquema de control en convertidores de potencia.

2.2. Esquemas de control convencionales

La mayoría de los esquemas de control en lazo cerrado empleados en convertidores estáticos se basan en evitar considerar directamente la naturaleza conmutada del sistema. Con este objetivo se emplea una etapa de modulación, la cual permite transformar el problema de la manipulación del estado de los switches a la generación de una referencia de voltaje dada. El modulador se encarga de aplicar el valor de voltaje indicado por la señal de referencia como su promedio en un periodo de una señal portadora, usualmente con forma triangular.

Al utilizar un modulador se obtiene como resultado un sistema con una entrada continua, la señal modulante, en vez de señales binarias de encendido/apagado de los switches. Esto

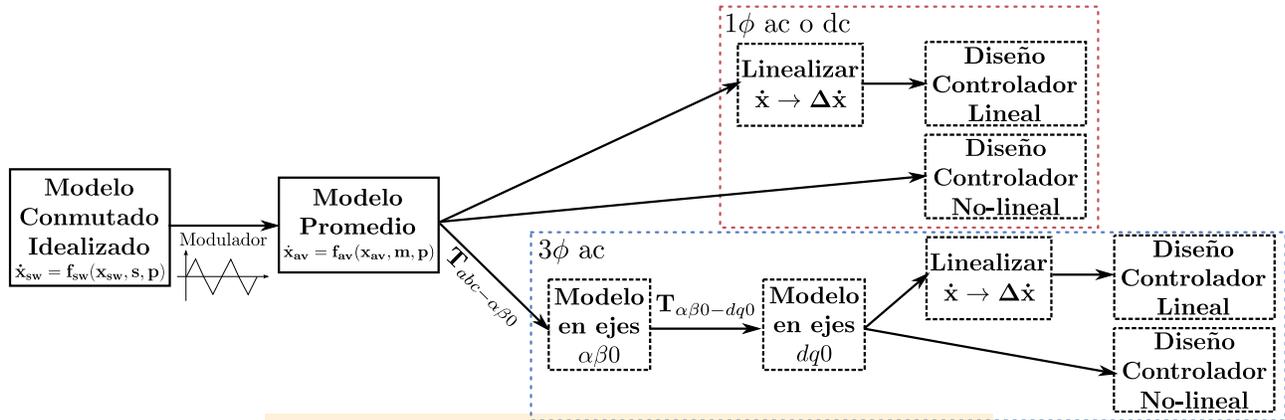


Fig. 2.1. Flujo de trabajo usual para el diseño de controladores en convertidores.

permite aplicar la teoría de control clásica empleada en sistemas con entradas continuas para el diseño de controladores, con la ventaja de aprovechar todos los desarrollos disponibles para esta clase de sistemas. En particular, es posible diseñar controladores de acuerdo a determinadas especificaciones estáticas y dinámicas, tales como error en estado estacionario, tiempo de asentamiento, sobrepaso, etc.. También es posible aplicar la teoría de control de tiempo discreto para el diseño de controladores sobre una plataforma digital, mediante el proceso de discretización del modelo continuo. Además, dependiendo de los requerimientos de desempeño, es posible diseñar controladores lineales o no-lineales. En términos generales, el procedimiento de modelación y diseño de controladores convencionales en convertidores se puede resumir gráficamente según la Fig. 2.1.

Para abordar el caso de sistemas trifásicos y/o de corriente alterna mediante las técnicas de control clásicas es posible realizar un siguiente paso, a saber, la transformación de las variables a un nuevo sistema de referencia. Por ejemplo, la transformada $\alpha\beta 0$ permite eliminar componentes linealmente dependientes de la modelación del sistema, situación que puede ocurrir cuando la carga no está aterrizada. Por otra parte, la transformada de ejes rotatorios $dq0$ permite obtener un sistema cuyas variables son continuas en estado estacionario. Lo anterior permite el diseño de controladores para variables alternas de frecuencia conocida con cero error en estado estacionario. Generalmente este procedimiento entrega como resultado un sistema no-lineal.

En el caso de utilizar controladores lineales, se realiza un paso adicional, el que consiste en la linealización del sistema bajo estudio. Con esto, se observan al menos 2 fuentes de aproximación. Por una parte, el proceso de promediado de las variables, el que efectivamente elimina los efectos de la conmutación de los switches, y por otra la linealización, la cual desprecia las posibles no linealidades encontradas en el modelo. Ambas aproximaciones limitan la capacidad del controlador diseñado en términos de su respuesta dinámica. Por otra parte, las restricciones en las entradas del sistema no son directamente consideradas por estos procedimientos.

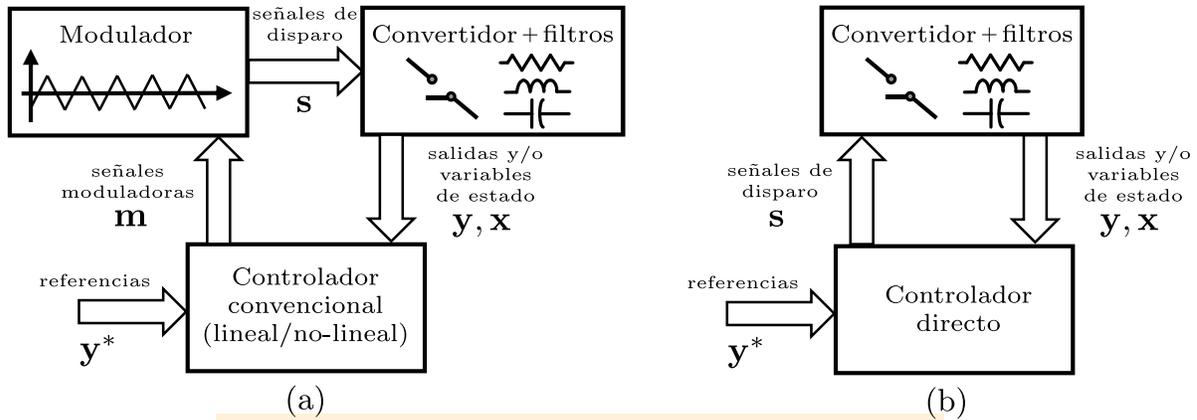


Fig. 2.2. Tipos de esquemas de control en convertidores estáticos.
 (a) Controlador convencional, (b) Controlador de tipo directo.

Además de las técnicas convencionales existen también las del tipo directas, las cuales generan las señales de disparo para los switches sin emplear modulación. Una comparación gráfica entre este tipo de controladores y las técnicas convencionales se muestra en la Fig. 2.2. La diferencia principal entre ambos procedimientos es que el controlador directo no utiliza el concepto de modulación. Así, dado que el controlador no pasa por aproximaciones de promediado, el método permite considerar directamente las restricciones en la entrada del sistema, lo que permite lograr mejores respuestas dinámicas. Sin embargo, en los convertidores estáticos, y también en general, siempre existe el problema de compensar la velocidad de respuesta dinámica, que exige un rápido movimiento de los actuadores, con un mínimo movimiento de ellos al llegar a estado estacionario, lo que no siempre es sencillo de considerar en este tipo de controladores. Dentro de los controladores directos se tienen los predictivos directos, los de modo deslizante, de histéresis, y los controladores directos de torque (DTC) y potencia (DPC).

2.3. Convertidor estático como sistema híbrido

Los esquemas de control usualmente aplicados en convertidores son básicamente adaptaciones de los esquemas clásicos estudiados en la teoría de control. Sin embargo, éstos no consideran una de sus principales características, la que corresponde a su naturaleza híbrida [6]. Se entiende por sistemas híbridos aquellos que se encuentran constituidos por una parte que tiene estados continuos y otra que tiene estados discretos. La parte de estados continuos está conformada por los inductores, condensadores, y resistencias; mientras que la parte discreta corresponde a los switches, que solo pueden tomar valores cero o uno. Debido a avances en las áreas de ciencias de la computación y en la teoría de control, el análisis de este tipo de sistemas ha tenido un desarrollo importante durante la última década, lo que ha fomentado la aplicación del control predictivo en convertidores de potencia [6]. El interés en utilizar este

concepto en convertidores se basa en explorar nuevos tipos de controladores que logren mejores características que los tradicionales.

La característica híbrida de los convertidores estáticos es uno de los factores que dificultan el diseño de controladores para estas estructuras. Una forma moderna de tratar el problema de control corresponde a la aplicación de la teoría de sistemas conmutados, en la cual esencialmente se considera que el sistema posee múltiples modos de operación, los cuales van cambiando de acuerdo al estado de los switches que lo componen. Otra forma es tratarlos bajo el punto de vista de entradas cuantizadas, en la cual se considera que los valores de la acción de control, por ejemplo las tensiones que el convertidor puede aplicar en sus terminales, conforman un conjunto finito de posibilidades en un rango definido.

Dentro de la familia de controladores que consideran la naturaleza de los convertidores, se encuentra el control predictivo con conjunto de control finito (FCS-MPC), también denominado de estados finitos (FS-MPC), o directo (DMPC) [1]. Este tipo de controlador evalúa directamente el efecto de los switches del convertidor a través de un modelo, y optimiza una función de costo que persigue objetivos deseados, tales como control de corrientes, potencias activa y reactiva, minimización de tensión de modo común, frecuencia de conmutación, balance de tensiones de enlaces en convertidores NPC, entre otros [2]. Al considerar directamente las posibles combinaciones de los estados del convertidor, el controlador permite tomar en cuenta directamente restricciones y no-linealidades en el sistema, simplificando el diseño del controlador, y permitiendo una mejor respuesta dinámica.

2.4. Formulación del esquema FCS-MPC

En general, los esquemas de control predictivo se basan en la minimización de una función de costos cuyo valor depende de un modelo del sistema. Mediante éste, es posible conocer el impacto de las entradas al sistema en cada tiempo de muestreo. Normalmente, debido a la implementación digital de las estrategias de control, la evaluación se lleva a cabo utilizando un

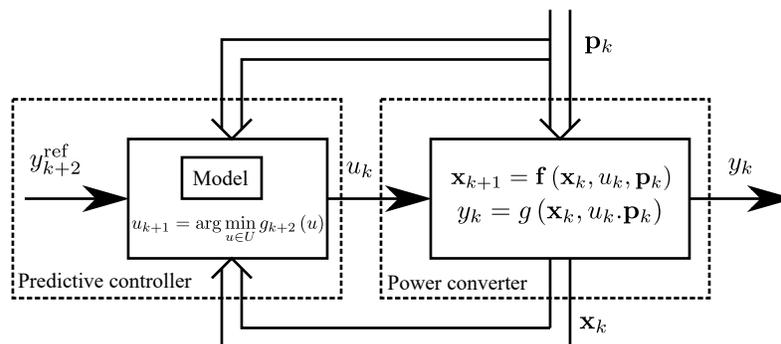


Fig. 2.3. Diagrama de bloques del esquema FCS-MPC utilizado en convertidores.

modelo discreto. En el caso de los convertidores, el número de posibles estados de los switches. y en consecuencia de los valores admisibles de entrada, es finito, por lo tanto, la minimización se lleva a cabo a través de la evaluación exhaustiva de todos los valores de entrada o combinaciones posibles. Este procedimiento permite considerar la naturaleza híbrida del sistema controlado, y es la diferencia principal entre FCS-MPC y los esquemas de control predictivo usualmente utilizados en otras aplicaciones. El procedimiento descrito se repite en cada tiempo de muestreo. Al considerar directamente el impacto de las diferentes entradas es posible restricciones y no linealidades explícitamente en la formulación de la función de costos. El esquema de control se puede representar gráficamente según el diagrama en bloques presentado en la Fig. 2.3, donde y_{k+2}^{ref} corresponde a la referencia en el instante $k + 2$, y_k a la salida del sistema, u_k a la entrada aplicada, \mathbf{p}_k a las perturbaciones, \mathbf{x}_k a las variables de estado, respectivamente, y \mathbf{f}, g al modelo del sistema.

2.4.1. Modelo del sistema

El modelo del sistema es una parte fundamental del esquema FCS-MPC. A través de éste es posible determinar el efecto de la aplicación de los diferentes estados de los switches o valores de entrada en la evolución de las variables del sistema. Puesto que la implementación del controlador es discreta, se requiere un modelo en tiempo discreto para su implementación, sin embargo, el sistema físico posee variables de estado que evolucionan en tiempo continuo. De esta forma, se debe generar un modelo en tiempo discreto a partir de aquel obtenido mediante la aplicación de las leyes circuitales correspondientes.

Para determinar el modelo discreto a partir del continuo se pueden seguir al menos dos posibles metodologías, las cuales se ilustran en la Fig. 2.4. La más usual consiste en modelar el sistema completo en tiempo continuo, obteniendo relaciones entre el estado de los switches \mathbf{s} y las variables de estado \mathbf{x} , para luego discretizar el sistema resultante, Fig. 2.4 (a). Por otra parte, es posible aprovechar que, en la mayoría de los casos, el sistema completo está conformado por la conexión de m subsistemas lineales interconectados mediante switches, Fig. 2.4 (b). De esta forma, asumiendo que las entradas \mathbf{u} de cada subsistema son constantes durante cada tiempo de muestreo, las ecuaciones de cada subsistema lineal se discretizan en forma exacta. Posteriormente, las ecuaciones resultantes se unen a través de las ecuaciones de ligazón correspondientes a los switches, resultando en el modelo discreto deseado.

En el primer caso, Fig. 2.4 (a), el modelo resultante normalmente es no-lineal en tiempo continuo, debido a la presencia de productos de las funciones de conmutación (entradas) con variables de estado. Debido a esta razón, la discretización se lleva a cabo mediante una aproximación, por ejemplo una discretización de Euler [28]. Sin embargo, el modelo discreto puede no comportarse en forma correcta, resultando un modelo con oscilaciones numéricas o inestable.

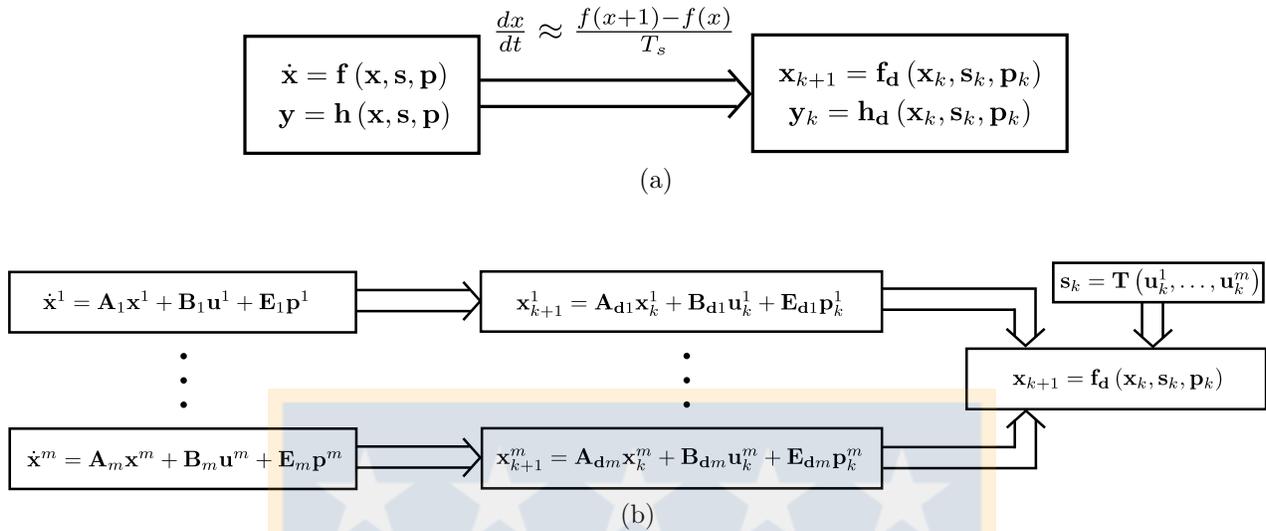


Fig. 2.4. Discretización del modelo continuo para FCS-MPC.

(a) Discretización aproximada del modelo no-lineal (Euler), (b) Discretización exacta de subsistemas lineales.

En el segundo, Fig. 2.4 (b), al tener subsistemas lineales discretizados en forma exacta, es posible que el modelo resultante represente en mejor forma al sistema real, particularmente para tiempos de muestreo mayores.

2.4.2. Función de costo

La operación básica del esquema para el caso del control de una única salida y se puede ilustrar a través de la Fig. 2.5 (a). Considerando que $y^*(t)$ corresponde a la trayectoria de referencia o deseada, e $y(t)$ a la trayectoria actualmente seguida, el controlador debe escoger uno de los n posibles valores de estados válidos de los switches \mathbf{s}^i , $i = \{1, \dots, n\}$, para ser aplicado durante el tiempo de muestreo t_k de forma que la trayectoria del sistema siga la de referencia. Lo anterior se impone a través de la minimización de una función de costo g , que depende de un modelo del sistema, evaluando cada uno de los n estados posibles en un siguiente tiempo de muestreo. La evaluación de cada estado \mathbf{s}^i resulta en un determinado valor de salida y_{pi} . La función de costo g , que depende del valor de y_{pi} dado por el modelo, refleja el nivel de satisfacción del objetivo deseado, por ejemplo, minimizar el error de seguimiento de corriente en un inversor. Si se considera que no existe retardo en la aplicación del estado óptimo, el estado a seleccionar es aquel que minimiza la función de costo para el siguiente tiempo de muestreo t_{k+1} de forma que el estado elegido es,

$$\mathbf{s}_{k+1}^{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{s}^i \in \mathcal{S}} \{g_{k+1}(\mathbf{s}^i)\}, \quad (2.1)$$

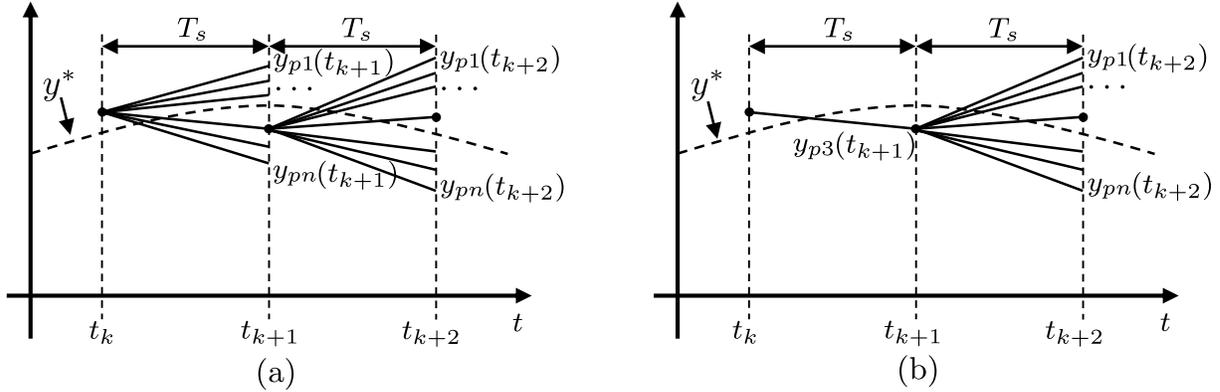


Fig. 2.5. Operación del esquema de control predictivo de estados finitos.
 (a) Caso ideal, (b) Con compensación de retardo.

donde, $\mathbf{s}_{k+1}^{\text{opt}}$ es el estado óptimo a aplicar en el instante $k+1$, $g_{k+1}(s^i) = g(\mathbf{x}(t_{k+1}), \mathbf{s}^i)$ es el valor de la función de costo en el instante $k+1$, \mathbf{x} el vector de estados obtenido mediante el modelo, s^i el estado a evaluar, y $S = \{s^1, \dots, s^n\}$ es el conjunto de los n estados posibles. La función de costo puede tomar diferentes formas [1, 28], las cuales pueden estar basadas en el valor absoluto del error, el cuadrado del error, o la integral del error. La función de costo basada en el valor absoluto del error corresponde a,

$$g_{k+1} = |y^*(t_{k+1}) - y(t_{k+1})|, \quad (2.2)$$

mientras que para el error cuadrático la función a minimizar es,

$$g_{k+1} = (y^*(t_{k+1}) - y(t_{k+1}))^2, \quad (2.3)$$

donde $y^*(t_{k+1})$ es el valor de la referencia en el instante $k+1$, e $y(t_{k+1})$ corresponde a la predicción del valor de la salida. A pesar de que para tiempos de muestreo pequeños el comportamiento de ambas funciones es en general similar, se ha encontrado que la función de costo cuadrática permite obtener mejores valores de THD y mejores características de estabilidad [1].

El análisis anterior considera que no existe un retardo en la aplicación del estado óptimo, siendo ésta instantánea. Sin embargo, debido al proceso de cálculo, la aplicación del estado óptimo tiene necesariamente asociada un retardo intrínseco [29]. Por lo tanto, la actualización del estado solo se puede realizar al inicio del tiempo de muestreo siguiente. Debido a esto, el estado aplicado durante el tiempo en que se realiza la predicción corresponde al estado óptimo obtenido en el tiempo de muestreo anterior, y por lo tanto ya se encuentra determinado. Luego, es necesario realizar la predicción y optimización para el instante $k+2$, que es donde finalmente se realizará la aplicación del estado. De esta forma, minimizando la función de costo en el tiempo

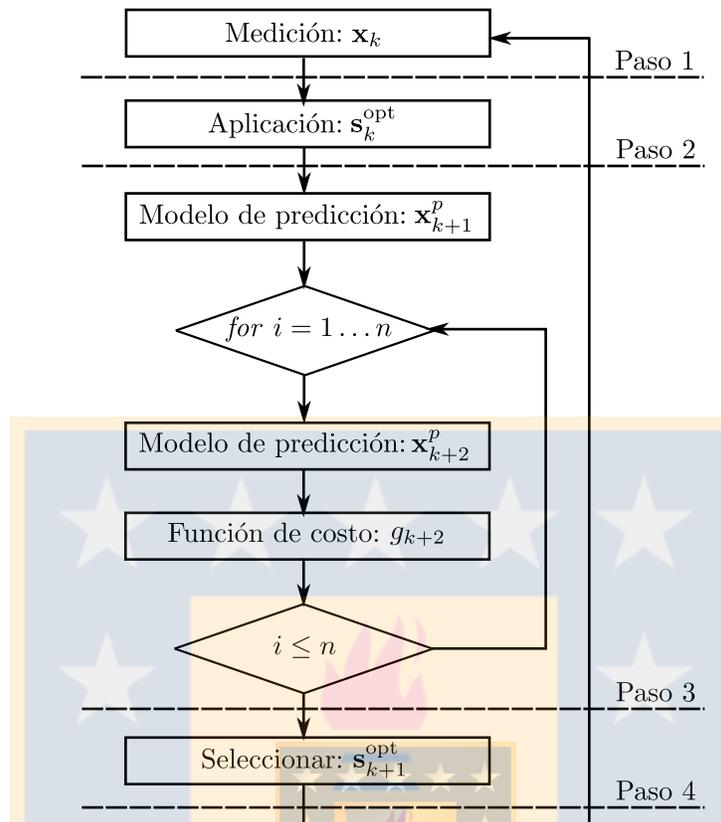


Fig. 2.6. Diagrama de flujo del esquema de control FCS-MPC con compensación de retardo.

t_{k+2} , el estado a seleccionar en el siguiente tiempo de muestreo corresponde a,

$$\mathbf{s}_{k+1}^{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{s}^i \in S} \{g_{k+2}(\mathbf{s}^i)\}, \quad (2.4)$$

donde, $g_{k+2}(\mathbf{s}^i) = g(\mathbf{x}^p(t_{k+1}), \mathbf{x}(t_k), \mathbf{s}^i)$ es la función de costo en el instante $k + 2$, $\mathbf{x}^p(t_{k+1})$ corresponde a la predicción de las variables de estado realizada mediante el modelo para el tiempo t_{k+1} , y $\mathbf{x}(t_k)$ a las variables medidas en el tiempo t_k . La operación del esquema considerando la compensación de retardo por cálculo se puede observar en la Fig. 2.5 (b).

2.4.3. Algoritmo y diagrama de flujo

Considerando la compensación del retardo por cálculo, el esquema de control se puede resumir en el diagrama de flujo presentado en la Fig. 2.6. Los diferentes pasos realizados por el esquema en cada tiempo de muestreo consisten en:

Paso 1 Medición: Muestrear las variables de estado \mathbf{x}_k , las perturbaciones medibles \mathbf{p}_k y establecer las referencias.

Paso 2 Aplicación: Establecer los switches de acuerdo a $\mathbf{s}_k^{\text{opt}}$ encontrado en la iteración anterior.

Paso 3 Predicción: Utilizar $\mathbf{s}_k^{\text{opt}}$ para predecir las variables de estado en el instante $k + 1$ y utilizar éstas para evaluar la función de costo g en el instante $k + 2$, g_{k+2} , para todos los n posibles valores \mathbf{s}^i , $i = \{1, \dots, n\}$.

Paso 4 Selección: Obtener la combinación de switches óptima $\mathbf{s}_{k+1}^{\text{opt}}$ como aquella que minimiza el valor de g_{k+2} . Volver al paso 1 en el siguiente tiempo de muestreo.

El algoritmo se comienza a ejecutar en el tiempo t_k y utiliza un cierto tiempo de cálculo para determinar la acción de control. Por lo tanto, el mínimo tiempo de muestreo está directamente determinado por el tiempo de ejecución del algoritmo. El tiempo restante el algoritmo solo espera la llegada del siguiente tiempo de muestreo.

2.5. FCS-MPC con varios objetivos de control

Hasta el presente punto la exposición ha considerado el control de una única salida y , a través de una única función de costo a minimizar. Sin embargo, el control de múltiples variables se puede abordar en forma directa mediante el uso de una función de costo adecuada. Para ello, el método más simple es construir una función de costo conformada por la combinación lineal de funciones de costo planteadas independientemente, cada una de las cuales persigue un objetivo determinado. Considerando que $\{g_{k+2}^1, g_{k+2}^2, \dots, g_{k+2}^l\}$ son las funciones de costo asociadas a cada uno de los l objetivos deseados en el instante $k + 2$, la función de costo total g_{k+2} , estará dada por,

$$g_{k+2} = k_1 g_{k+2}^1 + k_2 g_{k+2}^2 + \dots + k_l g_{k+2}^l, \quad (2.5)$$

donde $\{k_1, k_2, \dots, k_l\}$ son constantes positivas a establecer. De esta forma, también es posible el agregar restricciones suaves y considerar índices de desempeño adicionales como límites de corrientes, reducción de pérdidas, de tensión de modo común, u otros [30, 31]. Es importante que estas constantes permitan lograr los objetivos deseados en forma satisfactoria. Por ejemplo, si cada objetivo tiene una misma importancia, el logro de uno de ellos no debería impedir el logro de los restantes. Objetivos de distinta naturaleza (unidades de medida), y escala (rangos de variación) hacen que la determinación de constantes adecuadas no sea un problema trivial [30]. Por otra parte, su diseño es de vital importancia, puesto que de su correcta selección depende la operación apropiada del esquema de control.

2.6. Discusión

El esquema de control FCS-MPC ha surgido como una alternativa atractiva para el control de convertidores estáticos de potencia respecto a los métodos convencionales basados en modulación. El esquema no está restringido a una estructura o topología en particular, ni tampoco a objetivos de control preestablecidos, lo que se traduce en una alta flexibilidad. Además, su simple concepto permite un tratamiento intuitivo en el diseño de los controladores. Para aplicar el esquema a un caso particular se requiere un modelo de la estructura a controlar, determinar funciones de costo que representen los objetivos de control deseados, y en el caso de tener múltiples objetivos, una forma de compatibilizarlos. El uso directo de la característica híbrida, y eventualmente no lineal del modelo, permite la posibilidad de lograr mejores respuestas dinámicas, en comparación al uso de modelos promedio y/o linealizados en torno a un punto de operación. La simpleza conceptual, capacidad de considerar restricciones y no-linealidades, además de una rápida respuesta dinámica, entre otras características, hacen que FCS-MPC sea particularmente atractivo para el control de convertidores estáticos. Sin embargo, aún quedan problemas a abordar tales como el análisis de sus propiedades teóricas, la frecuencia de conmutación variable, la compatibilización de objetivos de control simultáneos, la extensión a convertidores multinivel, el uso de horizontes de predicción mayores a uno, entre otros.

Capítulo 3

FCS-MPC en sistemas de fase no-mínima

3.1. Introducción

En la literatura se ha encontrado que el esquema FCS-MPC muestra ciertos problemas al ser utilizado en determinados convertidores. Particularmente, algunas de las topologías que presentan estas dificultades son el convertidor de-dc tipo boost [4, 5, 6], el rectificador trifásico fuente de voltaje [3], y convertidores tipo Z [7, 8, 9]. Con el objeto de ilustrar el problema, en el presente capítulo se aplicará el esquema FCS-MPC considerando los convertidores de-dc tipo boost y el rectificador trifásico fuente de voltaje. Dado que el esquema FCS-MPC no está restringido a una estructura o topología en particular, ni tampoco a objetivos de control preestablecidos, en ambos casos se requiere cubrir los aspectos establecidos en el capítulo anterior. Esto es, la obtención del modelo de la estructura a controlar, establecer las funciones de costo que representen los objetivos de control deseados, y compatibilizarlos simultáneamente.

3.2. Rectificador fuente de voltaje trifásico

Para ilustrar el problema a tratar se recurrirá al rectificador trifásico fuente de voltaje, Fig 3.1. Generalmente, el control de esta estructura se aborda mediante controladores lineales en cascada, con lazos internos de corriente/potencia y un lazo externo de voltaje, cuya dinámica se encuentra limitada por el lazo interno [32, 33]. La sintonización de los controladores lineales depende directamente de los puntos de operación del convertidor, lo que complica su diseño. Por lo anterior, el esquema FCS-MPC es particularmente atractivo en esta aplicación, considerando su rápida respuesta dinámica de voltaje y facilidad de diseño.

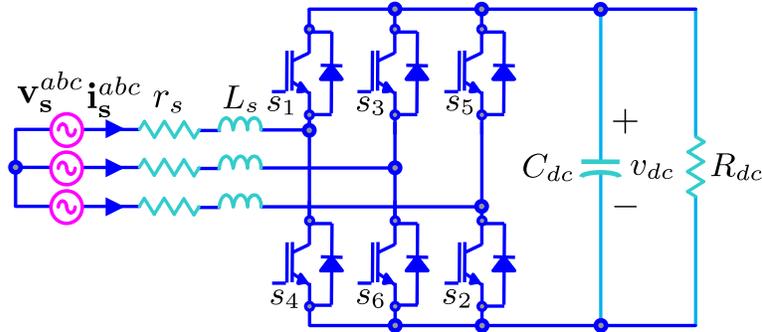


Fig. 3.1. Topología del rectificador de frente activo trifásico.

3.2.1. Modelo del sistema

El primer paso para aplicar el esquema FCS-MPC corresponde a la obtención de un modelo de la planta para evaluar la aplicación de las diferentes entradas. En este caso, el sistema a controlar corresponde al rectificador trifásico fuente de voltaje, cuya topología se muestra en la Fig. 3.1. El problema se puede dividir en la obtención de un modelo para la entrada y la salida del rectificador. Para la primera parte, se escribe la LVK por cada fase en la entrada del rectificador,

$$-v_s^a + r_s i_s^a + L_s \frac{di_s^a}{dt} + v_r^{aN} = 0, \quad (3.1)$$

$$-v_s^b + r_s i_s^b + L_s \frac{di_s^b}{dt} + v_r^{bN} = 0, \quad (3.2)$$

$$-v_s^c + r_s i_s^c + L_s \frac{di_s^c}{dt} + v_r^{cN} = 0, \quad (3.3)$$

donde L_s es la inductancia de filtro, r_s su resistencia parásita, v_s^j el voltaje de alimentación de la fase j , i_s^j la corriente de entrada, y v_r^{jN} el voltaje en los terminales de entrada del rectificador de la fase j respecto al punto N , con $j \in \{a, b, c\}$. El set de ecuaciones anterior puede ser escrito en forma vectorial como:

$$-\mathbf{v}_s^{abc} + r_s \mathbf{i}_s^{abc} + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} + \mathbf{v}_r^{abc} = 0, \quad (3.4)$$

donde \mathbf{v}_s^{abc} corresponde al vector de voltajes de alimentación, \mathbf{i}_s^{abc} al vector de corrientes de entrada, y \mathbf{v}_r^{abc} al vector de voltajes en los terminales de entrada del rectificador, respectivamente.

Para obtener los voltajes de fase \mathbf{v}_r^{abc} en términos de las funciones de conmutación se escribe el vector de tensiones entre líneas a la salida del rectificador $[v_r^{ab} \ v_r^{bc} \ v_r^{ca}]^T$:

$$\begin{bmatrix} v_r^{ab} \\ v_r^{bc} \\ v_r^{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r^{aN} \\ v_r^{bN} \\ v_r^{cN} \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

sin embargo, la tercera ecuación es linealmente dependiente de las otras. Para solucionar este

problema se agrega la ecuación:

$$v_r^{aN} + v_r^{bN} + v_r^{cN} = 0, \quad (3.6)$$

con lo que a partir de (3.5) es posible obtener:

$$\begin{bmatrix} v_r^{aN} \\ v_r^{bN} \\ v_r^{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r^{ab} \\ v_r^{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \\ s_5 \end{bmatrix} v_{dc} = \mathbf{T}_{\ln} \mathbf{s}_r^{abc} v_{dc}, \quad (3.7)$$

donde $\mathbf{s}_r^{abc} = [s_1 \ s_3 \ s_5]^T$. Así, el modelo para las corrientes de entrada está dado a partir de (3.4) y (3.7) por:

$$\mathbf{v}_s^{abc} = r_s \mathbf{i}_s^{abc} + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} + \mathbf{T}_{\ln} \mathbf{s}_r^{abc} v_{dc}. \quad (3.8)$$

Para obtener el modelo de la salida del rectificador se escribe la LCK en el lado dc,

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}}, \quad (3.9)$$

con C_{dc} la capacitancia del condensador de salida, R_{dc} la resistencia de carga, i_{dc} la corriente circulante por el capacitor de salida, y v_{dc} el voltaje en el condensador. La corriente i_{dc} de (3.9) se puede obtener a través del balance de potencias de entrada y salida del rectificador, de forma que:

$$v_{dc} i_{dc} = \mathbf{v}_r^{abcT} \mathbf{i}_s^{abc} \Rightarrow i_{dc} = \mathbf{s}_r^{abcT} \mathbf{T}_{\ln}^T \mathbf{i}_s^{abc}. \quad (3.10)$$

Reuniendo (3.9) y (3.10) se obtiene el modelo de la salida del rectificador:

$$\mathbf{s}_r^{abcT} \mathbf{T}_{\ln}^T \mathbf{i}_s^{abc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}}. \quad (3.11)$$

Finalmente, el modelo en tiempo continuo del rectificador en ejes abc está dado por (3.8) y (3.11):

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} = -\frac{r_s}{L_s} \mathbf{i}_s^{abc} + \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_s^{abc} - \frac{1}{L_s} \mathbf{T}_{\ln} \mathbf{s}_r^{abc} v_{dc}, \quad (3.12)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{v_{dc}}{C_{dc} R_{dc}} + \frac{\mathbf{s}_r^{abcT} \mathbf{T}_{\ln}^T \mathbf{i}_s^{abc}}{C_{dc}}. \quad (3.13)$$

Una de las corrientes de (3.12) es linealmente dependiente de las otras dado que no existe conexión de neutro. Para eliminar esta dependencia se transforman las ecuaciones a ejes $\alpha\beta 0$. Al transformar el set de ecuaciones (3.12) a ejes $\alpha\beta 0$ se obtiene:

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}}{dt} = -\frac{r_s}{L_s} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0} + \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_s^{\alpha\beta 0} - \frac{1}{L_s} \mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0} v_{dc}, \quad (3.14)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{v_{dc}}{C_{dc}R_{dc}} + \frac{\mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0T} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}}{C_{dc}}. \quad (3.15)$$

donde $\mathbf{x}^{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0} \mathbf{x}^{abc}$ y,

$$\mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Considerando que el sistema es balanceado, la componente cero del vector de corrientes es cero, por lo que ésta se puede ignorar en análisis posteriores.

A partir del modelo anterior, se puede obtener un modelo de predicción en tiempo discreto reemplazando las derivadas en (3.14) y (3.15) por sus aproximaciones de Euler de primer orden:

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_{k+1} - \mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_k}{T}, \quad \frac{dv_{dc}}{dt} \approx \frac{v_{dc,k+1} - v_{dc,k}}{T} \quad (3.17)$$

con T el tiempo de muestreo, de donde se obtiene:

$$\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_{k+1} = \left(1 - \frac{r_s T}{L_s}\right) \mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_k + \frac{T}{L_s} \mathbf{v}_s^{\alpha\beta 0}{}_k - \frac{T}{L_s} \mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0}{}_k v_{dc,k}, \quad (3.18)$$

$$v_{dc,k+1} = \left(1 - \frac{T}{C_{dc}R_{dc}}\right) v_{dc,k} + \frac{T}{C_{dc}} \mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0}{}_k{}^T \mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_k. \quad (3.19)$$

3.2.2. Función de costo

La función de costo utilizada para seleccionar el estado a aplicar depende directamente de los objetivos deseados. En el caso del rectificador trifásico, se desea poder regular la tensión de salida en el lado dc, mientras simultáneamente el rectificador toma corrientes sinusoidales y en fase con la tensión de alimentación (o con un desfase predefinido). La forma tradicional para lograr estos objetivos es utilizar un esquema de control lineal en cascada, con controladores internos de potencia [32] o corriente [34], mientras que la tensión de salida es controlada por un controlador lineal externo. Sin embargo, lo anterior implica que la velocidad del lazo externo está limitada por el lazo interno [33], además de que el diseño de los controladores depende del punto de operación del convertidor [19].

Para mejorar la respuesta dinámica, resolviendo al mismo tiempo los problemas descritos, se ha propuesto el uso del esquema FCS-MPC. Algunas de las opciones planteadas en la literatura se pueden clasificar dentro de las siguientes:

1. Utilizar el esquema FCS-MPC para controlar las corrientes de entrada, utilizando un controlador lineal para el control del voltaje dc como lazo externo [34].

2. Utilizar el esquema FCS-MPC como lazo interno para el control de potencias activa y reactiva instantáneas, con un lazo externo lineal de voltaje dc [35].
3. Controlar directamente el voltaje dc y la potencia reactiva instantánea sin lazos externos mediante FCS-MPC [19].

Los primeros 2 esquemas son análogos a los controladores tradicionales tipo VOC y DPC, respectivamente y corresponden a configuraciones en cascada. Ambos consideran un lazo externo lineal para el control del voltaje, mientras que el controlador FCS-MPC elimina la necesidad de utilizar un modulador y facilita en parte el diseño de los controladores internos. Sin embargo, el lazo de voltaje se encuentra limitado en su velocidad de respuesta al igual que en los métodos convencionales, dado que los límites en la actuación no son directamente considerados en el diseño del controlador.

Por otra parte, se puede argumentar que el tercer esquema, es decir, el control directo de la tensión dc a través del esquema FCS-MPC, sería más sencillo y directo, permitiría mejorar la velocidad de respuesta al no ser un esquema en cascada, y además permitiría considerar directamente los límites de potencia/corriente usados como acción de control. Particularmente, es de interés eliminar los lazos externos de voltaje, dado que no deberían ser estrictamente necesarios al utilizar el esquema FCS-MPC. Sin embargo, se ha encontrado que en este caso surgen dificultades adicionales que ameritan un mayor estudio.

En los tres casos mencionados, la propuesta de las funciones de costo individuales es directa a partir de las variables eléctricas del convertidor. En efecto, en términos de las corrientes y voltajes de alimentación en ejes $\alpha\beta$, la potencia reactiva instantánea en el instante $k + 2$ es:

$$q_{sk+2} = -v_{s\ k+2}^{\beta} i_{s\ k+2}^{\alpha} + v_{s\ k+2}^{\alpha} i_{s\ k+2}^{\beta}. \quad (3.20)$$

Si se desea que la corriente esté en fase con la tensión, la referencia de potencia reactiva debe ser $q_{sk+2}^* = 0$, por lo que una función de costo que representa este objetivo será:

$$g_{k+2}^1 = (q_{sk+2}^* - q_{sk+2})^2 = (v_{s\ k+2}^{\beta} i_{s\ k+2}^{\alpha} - v_{s\ k+2}^{\alpha} i_{s\ k+2}^{\beta})^2. \quad (3.21)$$

En el caso del voltaje de salida, el objetivo de regulación depende directamente de la referencia del voltaje y de su valor actual. Así, la función de costo asociada se puede considerar como:

$$g_{k+2}^2 = (v_{dck+2}^* - v_{dck+2})^2, \quad (3.22)$$

donde v_{dck+2}^* es la referencia del voltaje dc. Finalmente, la función de costo total a utilizar en el esquema de control para el caso tres, podría corresponder a la suma ponderada de (3.21) y

(3.22):

$$g_{k+2} = k_1(v_{s\ k+2}^\beta i_{s\ k+2}^\alpha - v_{s\ k+2}^\alpha i_{s\ k+2}^\beta)^2 + k_2(v_{dc\ k+2}^* - v_{dc\ k+2})^2, \quad (3.23)$$

donde $k_1, k_2 \in \mathbb{R}^+$ son constantes positivas a determinar.

3.2.3. Resultados de simulación

Para ilustrar el problema se realizará una simulación implementando el esquema FCS-MPC en PSIM de acuerdo a lo descrito en el capítulo anterior. En primera instancia, se considerará el control de las corrientes de entrada del convertidor \mathbf{i}_s^{abc} mediante un controlador FCS-MPC con horizonte de predicción unitario y compensación de retardo. La función de costo a utilizar en este caso corresponde a:

$$g_{k+2} = (i_{s\ k+2}^{\alpha*} - i_{s\ k+2}^\alpha)^2 + (i_{s\ k+2}^{\beta*} - i_{s\ k+2}^\beta)^2, \quad (3.24)$$

donde $i_{s\ k+2}^{\alpha*}$ e $i_{s\ k+2}^{\beta*}$ son las referencias de las corriente de entrada en ejes $\alpha\beta$. Las señales de referencia son generadas a partir de los valores en estado estacionario de un modelo en ejes rotatorios del sistema [36]. Cabe notar que en este caso no se requieren factores de peso dado que ambas cantidades poseen igual importancia y naturaleza. Los parámetros considerados para las pruebas se resumen en la Tabla 3.1.

Las referencias de corriente $i_s^{\alpha*}$ e $i_s^{\beta*}$ se generan a partir de sus valores en ejes rotatorios $dq0$ para obtener un voltaje de salida igual a 800 (V). Para el punto de operación deseado, las componentes de corriente I_{s0}^{d*} e I_{s0}^{q*} son iguales a 26.426 (A) y 0 (A), respectivamente. Los resultados de simulación obtenidos se muestran en la Fig. 3.2. Se observa que la tensión dc de salida v_{dc} corresponde al valor deseado de 800 (V), y que simultáneamente la corriente de entrada en la fase a i_s^a se encuentra en fase con el voltaje de alimentación v_s^a , de acuerdo a lo esperado. Esto valida la correcta implementación del algoritmo FCS-MPC.

Habiendo verificado la correcta operación del esquema para el control de corriente se

Tabla 3.1. Parámetros de simulación para el rectificador

| Parámetro | Valor | Impedancia | p.u. |
|--|-------------------|-----------------|-----------------------|
| R_s (resistencia de línea) | 0.1 Ω | 0.1 Ω | 6.89×10^{-3} |
| L_s (inductancia de línea) | 10 mH | 3.1416 Ω | 0.216 |
| R_{dc} (resistencia de carga) | 64 Ω | 64 Ω | 4.408 |
| C_{dc} (condensador lado dc) | 200 μF | 15.915 Ω | 1.096 |
| P_s^{nom} (potencia nominal convertidor) | 10 kW | - | 1 |
| T_s (tiempo de muestreo del controlador) | 50 μs | - | 2.5×10^{-3} |
| V_s (voltaje de red por fase RMS) | 220 V | - | 1 |
| f_s (frecuencia de red) | 50 Hz | - | 1 |

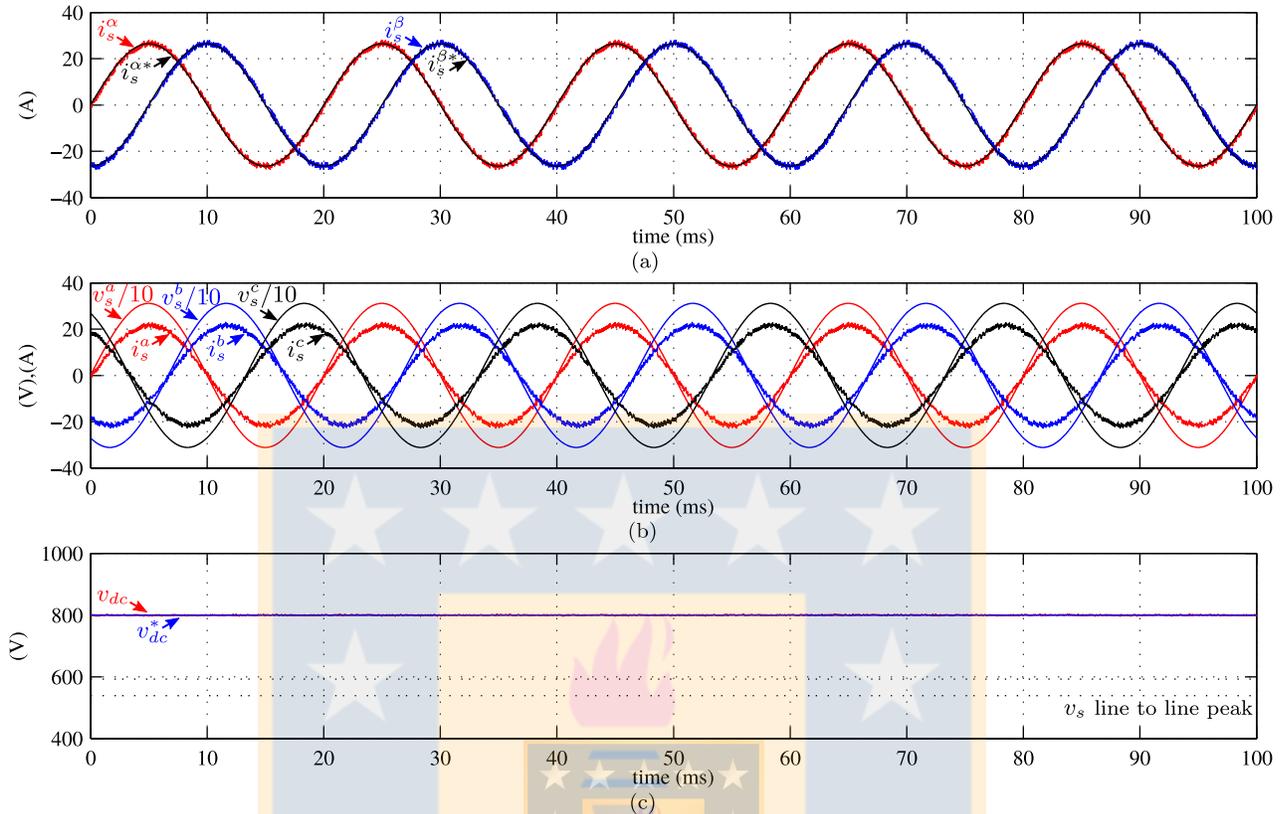


Fig. 3.2. Resultados de simulación para el control predictivo de corriente.

(a) corrientes de entrada en ejes $\alpha\beta$ i_s^α , i_s^β y referencias $\alpha\beta$ $i_s^{\alpha*}$, $i_s^{\beta*}$, (b) corrientes de entrada i_s^{abc} y tensiones de red escaladas $v_s^{abc}/10$, (c) voltaje dc v_{dc} y valor deseado v_{dc}^* .

procederá a evaluar su comportamiento al utilizar la función de costo (3.23), la que busca el control directo del voltaje dc y de la potencia reactiva de entrada. La función de costo a emplear corresponde a:

$$g_{k+2} = k_1(-v_{s\ k+2}^\beta i_{s\ k+2}^\alpha + v_{s\ k+2}^\alpha i_{s\ k+2}^\beta)^2 + k_2(v_{dc\ k+2}^* - v_{dc\ k+2})^2. \quad (3.25)$$

Dado que las funciones de costo no tienen las mismas unidades ni escalas de medida, se deben escoger valores para k_1 y k_2 apropiados. Para ello, se escoge $k_2 = 1$ y se incrementa gradualmente el valor de k_1 partiendo desde 0 para aumentar la importancia del control de potencia reactiva.

Por otra parte, dado que no se controla directamente la corriente de entrada ni la potencia activa instantánea, debe considerarse una protección del convertidor en el caso de que el controlador solicite valores prohibitivos. Para ello, se propone seleccionar como estado válido aquel que logra optimizar la función de costo, pero que simultáneamente mantenga los valores de potencia en el intervalo $[P_s^{ll}, P_s^{ul}]$, donde los valores P_s^{ul} , P_s^{ll} , son los valores límites positivos y negativos de potencia, respectivamente. En caso de que ningún valor cumpla esta restricción, se desactivarán los pulsos de disparo del convertidor.

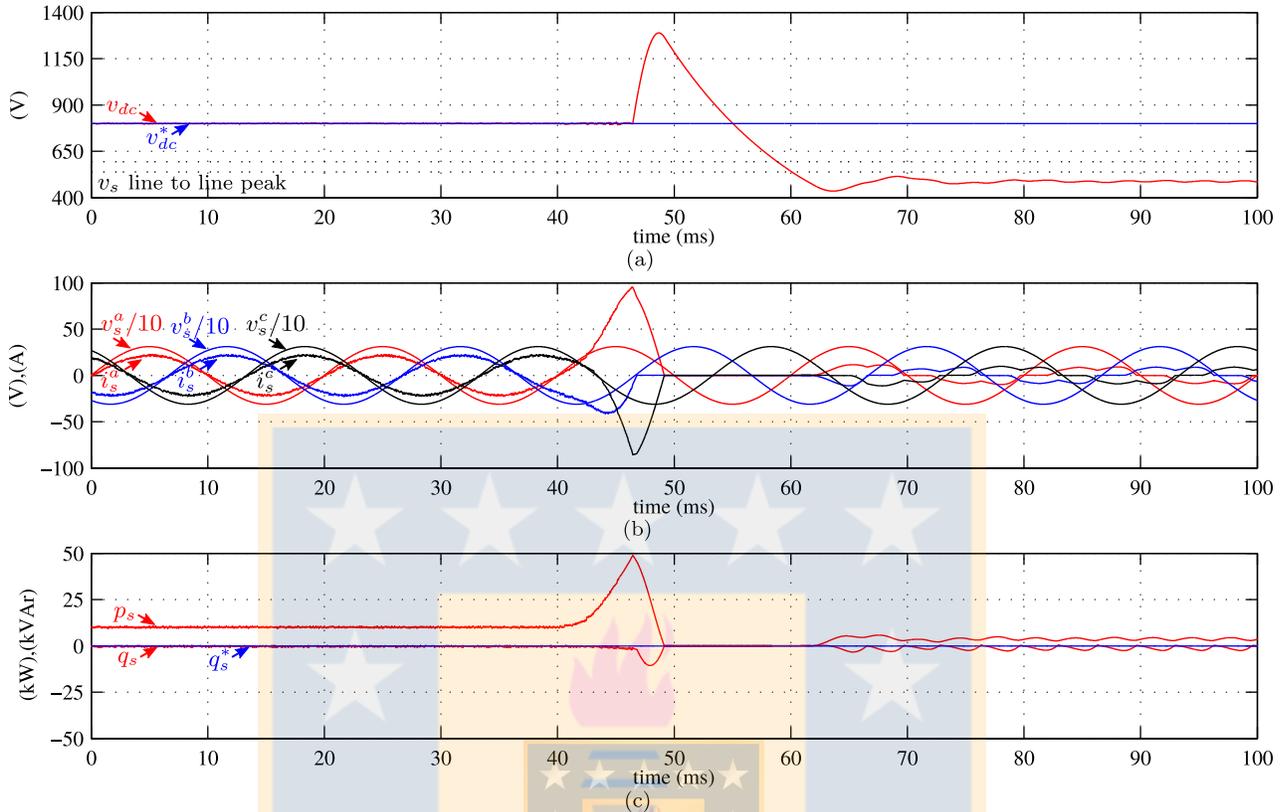


Fig. 3.3. Resultados de simulación para el control predictivo de voltaje dc y potencia reactiva.

(a) voltaje dc v_{dc} y su referencia v_{dc}^* , (b) corrientes de entrada i_s^{abc} y voltajes de fase escalados $v_s^{abc}/10$, (c) potencias activa y reactiva instantáneas p_s , q_s y su referencia q_s^* .

De acuerdo a lo descrito, se simula el esquema predictivo para el control directo de la tensión del enlace dc y potencia reactiva. Los resultados se presentan en la Fig. 3.3, utilizando un factor de peso $k_1 = 1.28 \times 10^{-4}$. Inicialmente, desde 0 hasta los 40 (ms), se utiliza el controlador predictivo FCS-MPC empleando la función de costo de corriente como en la Fig. 3.2. A los 40 (ms), se cambia la función de costo a aquella basada en el voltaje dc y la potencia reactiva de entrada, (3.25).

Brevemente tras el cambio de función de costo ocurrido a los 40 (ms), las corrientes de red, particularmente de la fase a y c , aumentan a valores prohibitivos. Se observa que el sistema se aleja progresivamente del punto de operación deseado, eventualmente gatillando la limitación de potencia aproximadamente a los 45 (ms). Posteriormente, no existe un estado de conmutación que permita tener un valor de potencia dentro del rango impuesto, por lo que se terminan desactivando los pulsos de disparo. Lo anterior provoca que el convertidor opere finalmente como un rectificador a diodos.

Los resultados obtenidos muestran que al emplear el esquema FCS-MPC con la función de costo (3.25) el sistema se aleja del punto de operación. Esto implica la pérdida del control del

convertidor, haciendo que este esquema no sea factible de utilizar en la práctica. Para profundizar el estudio de esta situación, y con el objeto de simplificar los futuros análisis teóricos, se plantea recurrir al convertidor dc/dc tipo boost.

3.3. Convertidor dc/dc tipo boost

El convertidor dc/dc tipo boost es topológicamente más simple que el rectificador de frente activo, opera solo con variables dc, y como se comprobará, su voltaje de salida muestra un comportamiento similar. Estas características permiten centrar el estudio en el control y no en la topología, con lo que es posible abordar de mejor manera el estudio del problema y posibles soluciones. En la presente sección se estudiará el control directo de voltaje de salida mediante FCS-MPC en el convertidor dc/dc tipo boost de forma análoga a lo realizado en el caso del rectificador trifásico fuente de voltaje.

3.3.1. Modelo del sistema

El convertidor dc/dc tipo boost se muestra en la Fig. 3.4 (a). Este convertidor opera tomando una fuente de tensión $e(t)$ y generando como salida una tensión $v(t)$, donde $v(t) > e(t)$, la que es empleada para alimentar una carga determinada R . El sistema posee dos elementos almacenadores de energía, el inductor de entrada L y el condensador de salida C , por lo que su modelo debería poseer dos variables de estado. Para obtener las ecuaciones dinámicas del sistema se deben considerar los dos posibles estados de la topología, los que ocurren cuando la señal de disparo $s(t)$ del switch toma los valores $s(t) = 0$ y $s(t) = 1$.

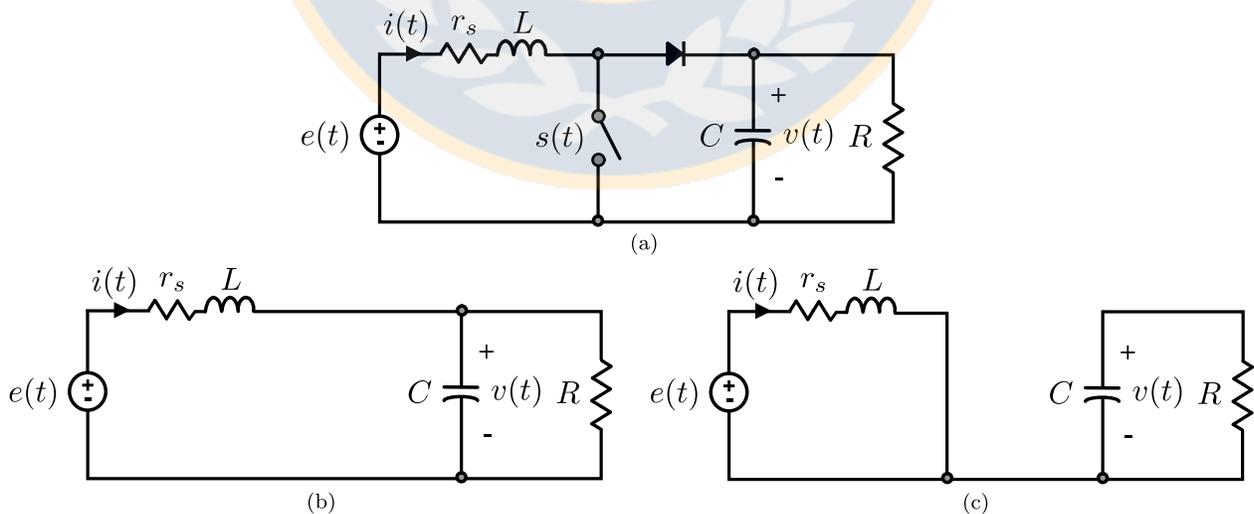


Fig. 3.4. Convertidor dc/dc tipo boost.

(a) topología del convertidor, (b) estado switch apagado $s(t) = 0$,

(c) estado switch encendido $s(t) = 1$.

Para $s(t) = 0$ se tiene el circuito mostrado en la Fig. 3.4 (b). Para obtener la dinámica de la corriente, se escribe la LVK para la malla formada por la fuente de alimentación $e(t)$, el inductor L y el condensador C obteniendo:

$$e(t) = L \frac{di}{dt} + v(t), \quad (3.26)$$

donde la resistencia parásita del inductor r_s se ha considerado igual a cero para simplificar el análisis. Por otra parte, la dinámica del condensador se obtiene escribiendo la LCK en el nodo superior, de donde resulta:

$$i(t) = C \frac{dv}{dt} + \frac{v(t)}{R}. \quad (3.27)$$

Para $s(t) = 1$ el circuito resultante es el de la Fig. 3.4 (c). Para obtener la dinámica de la corriente en este caso se escribe la LVK en la malla formada en la entrada, que corresponde a:

$$e(t) = L \frac{di}{dt}. \quad (3.28)$$

Por su parte, para la dinámica del condensador se escribe la LCK en el nodo formado en la salida del convertidor:

$$C \frac{dv}{dt} = -\frac{v(t)}{R}. \quad (3.29)$$

Ambos casos, $s(t) = 0$ y $s(t) = 1$ pueden ser reunidos en dos ecuaciones dinámicas que dependen de la función $s(t)$. Así, el modelo del sistema en ecuaciones de estado resulta en:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{(1-s(t))}{L}v(t) + \frac{e(t)}{L}, \quad (3.30)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{(1-s(t))}{C}i(t) - \frac{1}{RC}v(t). \quad (3.31)$$

Es posible apreciar que el modelo resultante es no-lineal debido al producto de la entrada $s(t)$ con las variables de estado $i(t)$ y $v(t)$.

Para obtener un modelo de predicción discreto se reemplazan las derivadas de (3.30) y (3.31) por una aproximación de Euler de primer orden:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i_{k+1} - i_k}{T}, \quad \frac{dv}{dt} \approx \frac{v_{k+1} - v_k}{T}, \quad (3.32)$$

con T el tiempo de muestreo, de donde se obtiene:

$$i_{k+1} = i_k - \frac{T}{L}(1-s_k)v_k + \frac{T}{L}e_k, \quad (3.33)$$

$$v_{k+1} = \frac{T}{C}(1-s_k)i_k + \left(1 - \frac{T}{RC}\right)v_k. \quad (3.34)$$

El modelo discreto resultante conformado por (3.33) y (3.34) puede utilizarse en el controlador para predecir los valores de las variables en futuros tiempos de muestreo.

3.3.2. Función de costo

En el convertidor dc/dc tipo boost se busca regular la tensión de salida $v(t)$ a un valor superior a la tensión de entrada $e(t)$. Una posible función de costo para lograr este objetivo podría ser:

$$g_{k+2} = (v_{k+2}^* - v_{k+2})^2, \quad (3.35)$$

donde v_{k+2}^* es la referencia de tensión de salida, que debe ser mayor a $e(t)$.

Otra forma para lograr este objetivo es el control indirecto de la tensión de salida $v(t)$ a través de la regulación de la corriente de entrada $i(t)$. Considerando que existe una relación directa entre la corriente de entrada $i(t)$ y el voltaje de salida $v(t)$ dado por la igualdad entre las potencias de entrada y salida, es posible determinar el valor de la corriente $i(t)$ tal que el voltaje $v(t)$ sea el deseado. En este caso, la función de costo buscaría regular la corriente de entrada:

$$g_{k+2} = (i_{k+2}^* - i_{k+2})^2, \quad (3.36)$$

donde i_{k+2}^* es la referencia de corriente en la entrada. De acuerdo al balance de potencias de entrada p_i y salida p_o se debe tener:

$$p_i = p_o \Rightarrow e(t)i(t) = \left(\frac{v(t)}{R}\right)^2 \Rightarrow i(t) = \frac{1}{R} \frac{v(t)^2}{e(t)}, \quad (3.37)$$

luego, la referencia de corriente $i^*(t)$ para este caso debe ser:

$$i^*(t) = \frac{1}{R} \frac{v^*(t)^2}{e(t)}. \quad (3.38)$$

Tabla 3.2. Parámetros de simulación para el convertidor boost

| Parámetro | Valor |
|--|-------------------|
| R (resistencia de carga) | 10 Ω |
| L (inductancia de entrada) | 5 mH |
| C (condensador de salida) | 100 μF |
| E (voltaje de entrada) | 20 V |
| T_s (tiempo de muestreo del controlador) | 50 μs |

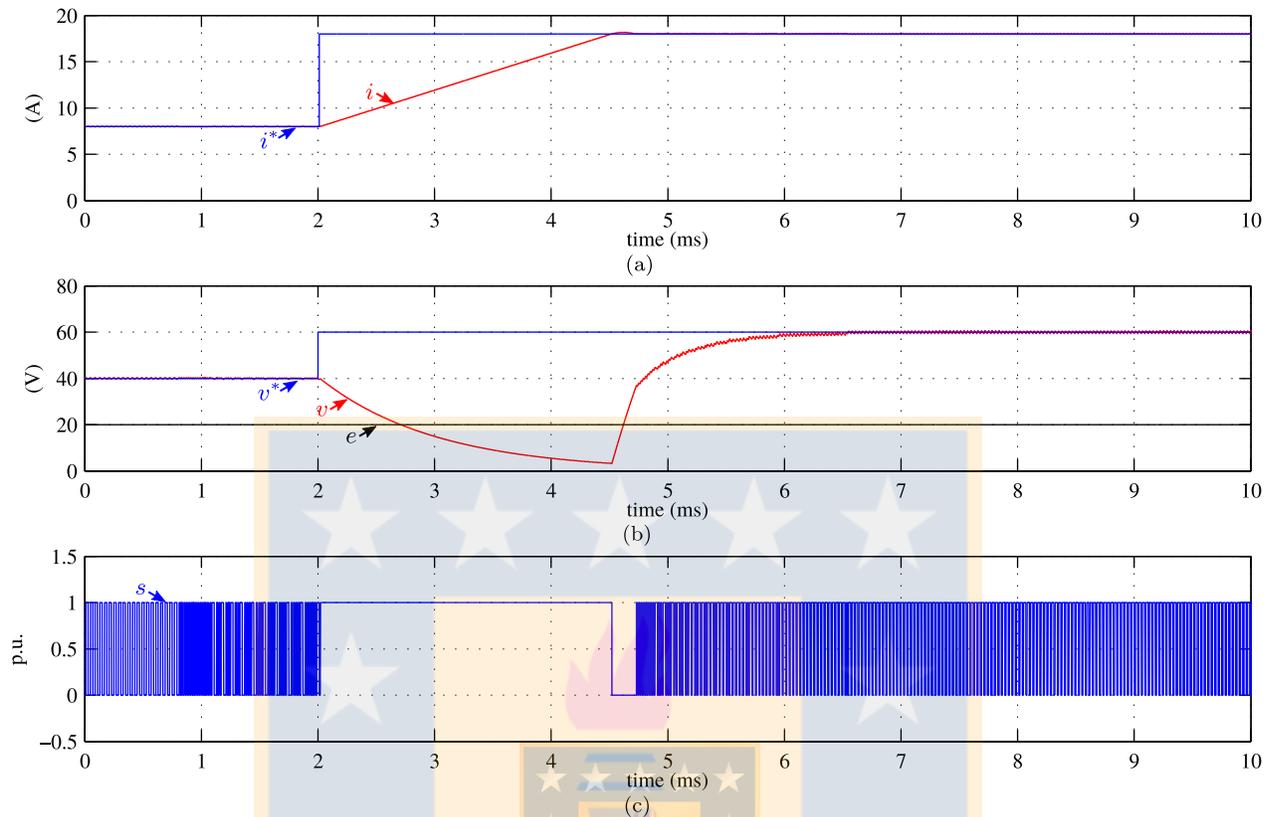


Fig. 3.5. Resultados de simulación para el control predictivo de corriente de entrada. (a) corriente de entrada i y referencia i^* , (b) voltaje de salida v , su valor deseado v^* y voltaje de entrada e , (c) señal de disparo $s(t)$.

3.3.3. Resultados de simulación

Para comenzar se simulará en primera instancia el control indirecto del voltaje de salida a través del control de la corriente de entrada, en forma análoga a lo realizado con el rectificador fuente de voltaje trifásico. Por lo tanto, la función de costo a utilizar es la dada por (3.36), mientras que la referencia de corriente está dada por (3.38). Los parámetros del sistema utilizados en la simulación se detallan en la Tabla 3.2.

Los resultados de simulación para el control de corriente se presentan en la Fig. 3.5. La prueba considerada consiste en un cambio escalón en la corriente de referencia i^* para llevar el voltaje de salida de 40 (V) a 60 (V), el que es aplicado a los 2 (ms). De la Fig. 3.5 (a) se puede observar que el controlador efectivamente lleva la corriente de entrada al valor deseado, el que evoluciona prácticamente con una forma de rampa. Producto de lo anterior, el voltaje es llevado desde los 40 (V) a los 60 (V) en estado estacionario en aproximadamente 5 (ms). Sin embargo, se observa un sobrepaso negativo importante, donde el voltaje de salida llega prácticamente a los 0 (V) a los 4.5 (ms). Esta situación indeseable ocurre producto de que el voltaje de salida no está directamente controlado por el controlador y se encuentra en lazo abierto.

Para comprender este comportamiento es conveniente considerar la señal de disparo del

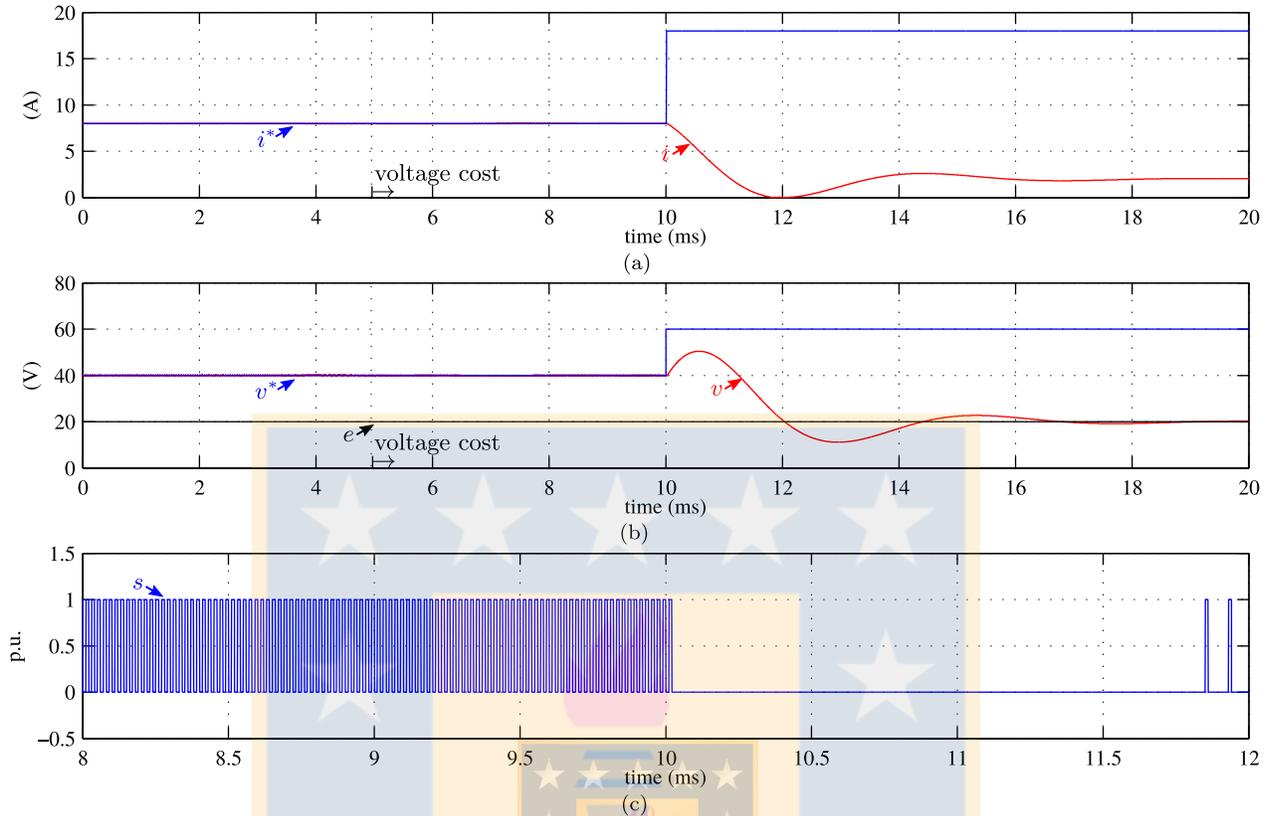


Fig. 3.6. Resultados de simulación para el control predictivo directo de voltaje.

(a) corriente de entrada i y de referencia i^* , (b) voltaje de salida v , referencia v^* y voltaje de entrada e , (c) señal de disparo $s(t)$.

switch, $s(t)$, mostrada en la Fig. 3.5 (c). Dado que a los 2 (ms) se debe aumentar el valor de la corriente de entrada, el controlador elegirá la combinación $s(t) = 1$ para cargar el inductor lo más rápidamente posible. El controlador continúa eligiendo este valor hasta que en aproximadamente 4.5 (ms) la corriente llega al valor deseado. Durante todo este periodo de tiempo, la salida está desconectada de la entrada y el condensador se descarga en la resistencia de carga. Posteriormente, dado que el controlador debe volver a regular la corriente de entrada en torno al valor deseado, el voltaje del condensador vuelve a aumentar.

En forma análoga a lo realizado para el rectificador se intentará controlar directamente la tensión de salida del convertidor, sin utilizar el control de corriente. La función de costo a emplear en este caso es la dada por (3.35):

$$g_{k+2} = (v_{k+2}^* - v_{k+2})^2. \quad (3.39)$$

La prueba a considerar consiste en inicialmente operar el controlador utilizando la función de costo de corriente para establecer el punto de operación deseado. Posteriormente, una vez que el sistema se encuentre en estado estacionario, se cambiará la función de costo por la basada en

voltaje. Los resultados de simulación obtenidos se presentan en la Fig. 3.6, utilizando los mismos parámetros que en el caso anterior resumidos en la Tabla 3.2. De 0 a 5 (ms) el controlador opera con la función de costo de corriente, lo que permite obtener una tensión v en los terminales de salida de 40 (V), según se comprueba en Fig. 3.6 (b). A los 5 (ms) se cambia a la función de costo de voltaje, donde el sistema permanece aparentemente en torno a los 40 (V). Sin embargo, al cambiar la referencia de voltaje v^* a 60 (V) a los 10 (ms), se aprecia que el controlador no es capaz de llevar al sistema a esta nueva condición de operación. En efecto, el convertidor deja de conmutar y el voltaje de salida cae a la tensión de entrada, la que corresponde a 20 (V).

3.4. Discusión

Los resultados obtenidos mediante simulación permiten ilustrar el problema al aplicar el esquema FCS-MPC en el rectificador de frente activo trifásico y en el convertidor dc-dc tipo boost. En efecto, es posible observar que al realizar un control directo de voltaje a través del esquema ocurre una pérdida del control en ambos sistemas, mientras que al utilizar un controlador de corriente se logran los resultados esperados. De esta forma, se propone en primera instancia emplear el convertidor dc/dc tipo boost para abordar el estudio del origen y posibles soluciones para el problema, dada su simple estructura circuital y la ausencia de variables alternas. Posteriormente, estos resultados serán utilizados como base para abordar el control predictivo del rectificador trifásico.

Capítulo 4

FCS-MPC en el convertidor boost mediante salida de fase mínima

4.1. Introducción

De acuerdo a lo observado en el capítulo anterior, el convertidor dc/dc tipo boost muestra un comportamiento análogo al rectificador trifásico fuente de voltaje cuando se utiliza un controlador predictivo directo de voltaje de salida. Por otro lado, su topología es más simple que la del rectificador trifásico y no posee variables alternas, lo que facilita el estudio del problema. Considerando estos antecedentes, en este capítulo se estudiará el comportamiento del controlador FCS-MPC en esta estructura, recurriendo al concepto de modelo promedio. Posteriormente en base al estudio, se propondrá una solución preliminar al problema mediante el uso del concepto de factorización de planta, íntimamente relacionado con el Predictor Smith. Para ello se recurrirá a las herramientas provistas por la teoría de control no-lineal, particularmente, el uso de transformaciones.

4.2. Análisis lineal de las dinámicas del convertidor boost

La característica conmutada de las variables presente en los convertidores basados en electrónica de potencia dificulta el estudio de su comportamiento dinámico. Para simplificar su análisis es común recurrir a modelos que representan el valor medio de las variables en una cierta ventana de tiempo, los que se denominan modelos promedio. Así, es posible omitir el efecto de las conmutaciones en el análisis de las variables eléctricas, lo que permite aplicar la teoría de control clásica para estudiar su comportamiento. En ésta sección se propone emplear este concepto para dilucidar el origen del problema al usar FCS-MPC con horizonte unitario en el convertidor dc/dc tipo boost. En particular, se propone analizar la linealización del modelo

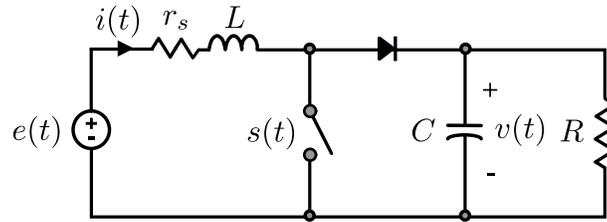


Fig. 4.1. Topología circuital del convertidor dc/dc tipo boost.

promedio del convertidor en torno a un punto de operación para encontrar diferencias entre controlar la corriente de entrada o el voltaje de salida.

4.2.1. Modelo lineal promedio del convertidor

Para llevar a cabo el análisis dinámico del sistema, se requiere determinar funciones de transferencia entre el valor medio de la corriente de entrada i y el ciclo de trabajo del switch d , $h_{id}(s)$, y entre el valor medio del voltaje de salida v y el ciclo de trabajo del switch d , $h_{vd}(s)$, donde el ciclo de trabajo d representa el valor medio de la función de conmutación s . De esta forma, se debe contar con un modelo promedio del convertidor y su correspondiente linealización. En el capítulo anterior se determinó que el modelo conmutado del convertidor dc/dc tipo boost, Fig. 4.1, está dado por (3.30) - (3.31):

$$\frac{di}{dt} = -\frac{(1-s(t))}{L}v(t) + \frac{e(t)}{L}, \quad (4.1)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{(1-s(t))}{C}i(t) - \frac{1}{RC}v(t). \quad (4.2)$$

Para obtener el modelo promedio se reemplaza la función de conmutación $s(t)$ por su valor medio $d(t)$ dentro de un periodo arbitrario T_p (ciclo de trabajo), resultando en:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{(1-d(t))}{L}v(t) + \frac{e(t)}{L}, \quad (4.3)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{(1-d(t))}{C}i(t) - \frac{1}{RC}v(t), \quad (4.4)$$

donde por simplicidad se reutilizan las variables i y v , las que ahora corresponden a los valores medios de las variables del modelo conmutado correspondientes.

El modelo promedio resultante se puede escribir en la forma general de un sistema no lineal como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p}), \quad (4.5)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p}), \quad (4.6)$$

donde el vector de estados, el de entrada, y el de perturbaciones corresponden a $\mathbf{x} = [i \ v]^T$, $\mathbf{u} = d(t)$, y $\mathbf{p} = e(t)$, respectivamente. Por otra parte, la función \mathbf{g} depende de si la salida \mathbf{y} es la corriente de entrada i o el voltaje de salida v . Con estas definiciones, la linealización del modelo promedio (4.3)-(4.4) corresponde a:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u} + \mathbf{E} \Delta \mathbf{p}, \quad (4.7)$$

$$\Delta \mathbf{y} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u} + \mathbf{F} \Delta \mathbf{p}, \quad (4.8)$$

donde $\Delta \mathbf{x} = [\Delta i \ \Delta v]^T$, $\Delta \mathbf{u} = \Delta d$, $\Delta \mathbf{p} = \Delta e$ y:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i} & \frac{\partial f_1}{\partial v} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i} & \frac{\partial f_2}{\partial v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d_o)}{L} \\ \frac{1-d_o}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_o}{L} \\ -\frac{i_o}{C} \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial p} \\ \frac{\partial f_2}{\partial p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

donde el subíndice o indica el valor de la variable en el punto de operación. Las matrices de salida $\mathbf{C}, \mathbf{D}, \mathbf{F}$ dependen de la variable de estado considerada como salida. Para el caso de la corriente i :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = 0, \mathbf{F} = 0, \quad (4.10)$$

y para el voltaje v se tiene:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = 0, \mathbf{F} = 0. \quad (4.11)$$

A partir de las matrices del sistema linealizado es posible obtener las funciones de transferencia corriente de entrada - ciclo de trabajo $h_{id}(s)$ y voltaje de salida - ciclo de trabajo $h_{vd}(s)$. Para $h_{id}(s)$ se tiene, a partir de las matrices (4.9)-(4.10):

$$h_{id}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} = \frac{\frac{v_o}{L} \left(s + \frac{v_o + Ri_o(1-d_o)}{RCv_o} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-d_o)^2}{LC}}. \quad (4.12)$$

Es posible observar que $h_{id}(s)$ tiene 2 polos complejos conjugados ubicados en:

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = -\frac{1}{2RC} \pm j\frac{1-d_o}{\sqrt{LC}}\sqrt{1 - \frac{L}{4R^2C(1-d_o)^2}}, \quad (4.13)$$

cuya parte real es negativa, es decir se trata de un sistema estable. Por otro lado, se tiene un cero ubicado en:

$$z = -\frac{v_o + Ri_o(1-d_o)}{RCv_o}, \quad (4.14)$$

que es un valor negativo, por lo tanto se trata de un cero en el semiplano izquierdo.

Por otra parte, para la función de transferencia $h_{vd}(s)$ se consideran las matrices (4.9)-

(4.11), luego:

$$h_{vd}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} = \frac{-\frac{i_o}{C} \left(s - \frac{v_o}{Li_o}(1 - d_o) \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-d_o)^2}{LC}}. \quad (4.15)$$

Los polos de $h_{vd}(s)$ son idénticos a los de $h_{id}(s)$, por lo que están dados por (4.13). Sin embargo, a diferencia del caso anterior, $h_{vd}(s)$ posee un cero en:

$$z = \frac{v_o}{Li_o}(1 - d_o), \quad (4.16)$$

que es un valor positivo, por lo que se trata de un cero en el semiplano derecho.

4.2.2. Lazo cerrado con controlador de alta ganancia

Analizando la respuesta obtenida al utilizar un controlador FCS-MPC con horizonte unitario, por ejemplo en el caso del control de corriente expuesto en el capítulo anterior, Fig. 3.5 (a), es posible concluir que éste responde con un alto valor de ganancia al error entre el valor deseado y el actual. Además, el controlador generalmente permite el seguimiento de referencias en un amplio rango de frecuencias, por lo que es posible asumir que la ganancia mantiene su alto valor en este rango. Basado en estas observaciones, es posible para objetivos de análisis aproximar el controlador por una ganancia k de valor elevado. Por otra parte, ante diferencias entre el modelo y el sistema real suele producirse la aparición de un error en estado estacionario en la variable controlada, lo que implica una ausencia de acción integral en el controlador.

De esta forma, y empleando la aproximación del controlador, las Fig. 4.2 (a) y Fig. 4.2 (b) muestran los diagramas de bloques asociados al control en lazo cerrado de la corriente de entrada y el voltaje de salida, respectivamente. La herramienta clásica para estudiar la estabilidad de un sistema realimentado en función de los valores de ganancia de lazo es el lugar geométrico de las raíces (L.G.R.), el que da cuenta de la evolución de los polos en lazo cerrado al variar la ganancia k . Así, las Fig. 4.2 (c) y Fig. 4.2 (d) corresponden al L.G.R. asociado para el control de la corriente y el voltaje, respectivamente, para los parámetros de la Tabla 3.2 y $d_o = 0.5$. Para el caso de la corriente, Fig. 4.2 (c), el sistema linealizado es estable en lazo cerrado para cualquier valor de ganancia k . Al aumentar el valor de k solo aumenta la frecuencia natural del sistema en lazo cerrado. Sin embargo, en el caso del voltaje, Fig. 4.2 (d), dada la existencia del cero en el S.P.D. existe un valor de ganancia crítico para el cual el sistema se vuelve inestable. Dado que se asume un alto valor de ganancia, debido al uso del controlador predictivo, no puede garantizarse que el sistema en L.C. sea estable, verificando la situación expuesta en los resultados de simulación obtenidos en el capítulo anterior.

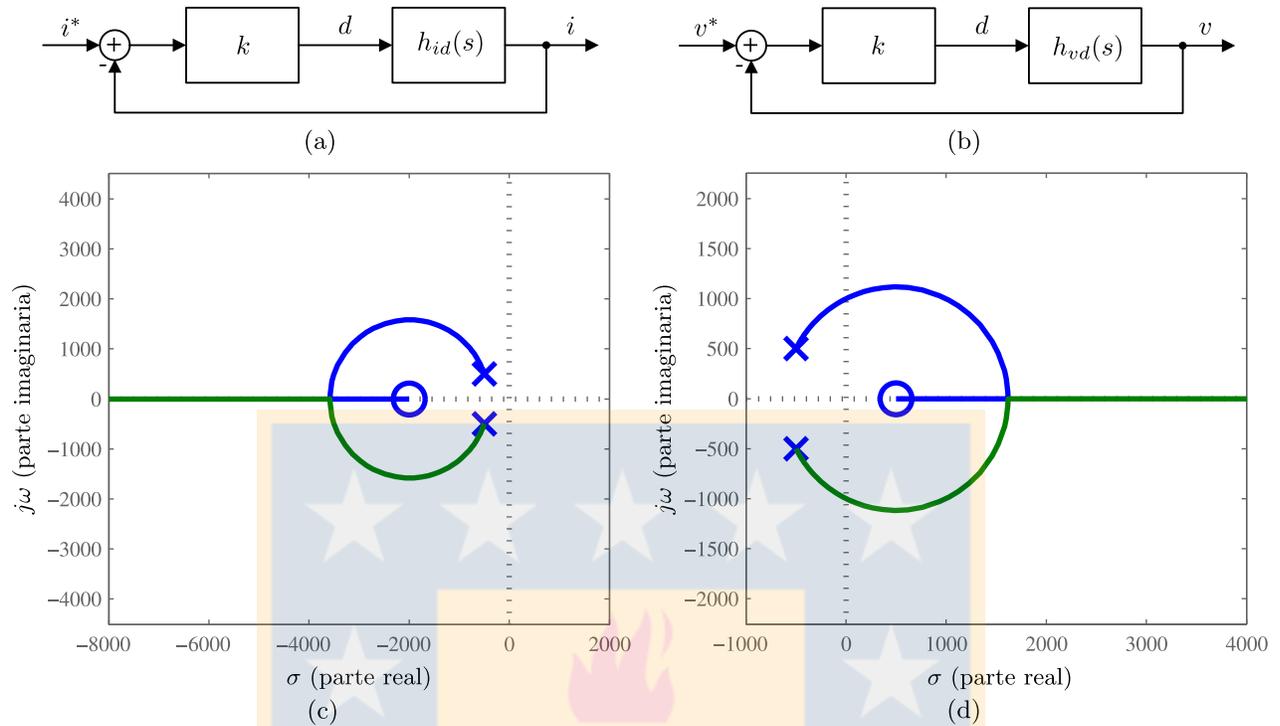


Fig. 4.2. Representación aproximada de esquemas de control y L.G.R. asociados.

(a) esquema de control de corriente aproximado, (b) esquema de control de voltaje aproximado, (c) L.G.R. para el control de corriente, (d) L.G.R. para el control de voltaje.

4.3. Similitud entre ceros en el S.P.D. y retardos

Intuitivamente se conoce de la teoría de control clásico que la presencia de retardo en plantas lineales con entradas continuas implica límites en el desempeño del sistema. Efectivamente, la presencia del retardo limita la ganancia del controlador que permite un sistema estable en lazo cerrado y convierte a la planta en un sistema de fase no-mínima. Es de suponer que existe una relación entre el efecto producido por los retardos y aquel producto de los ceros en el S.P.D. sobre el comportamiento de un sistema en lazo cerrado. La presente sección ilustrará la similitud entre el retardo y los ceros en el S.P.D. en un sistema lineal.

Para comenzar, sea $h_{mp}(s)$ una planta de primer orden y descrita por:

$$h_{mp}(s) = k_p \frac{1}{\tau s + 1}, \quad (4.17)$$

donde k_p es su ganancia dc y τ su constante de tiempo. Se plantea un esquema en lazo cerrado con un controlador tipo ganancia $h_c(s) = k_c$ de acuerdo a la Fig. 4.3 (a). La función de transferencia en lazo cerrado para este sistema corresponde a:

$$\frac{y(s)}{y_d(s)} = \frac{h_c(s)h_{mp}(s)}{1 + h_{mp}(s)} = \frac{k_c k_p}{\tau s + 1 + k_p}. \quad (4.18)$$

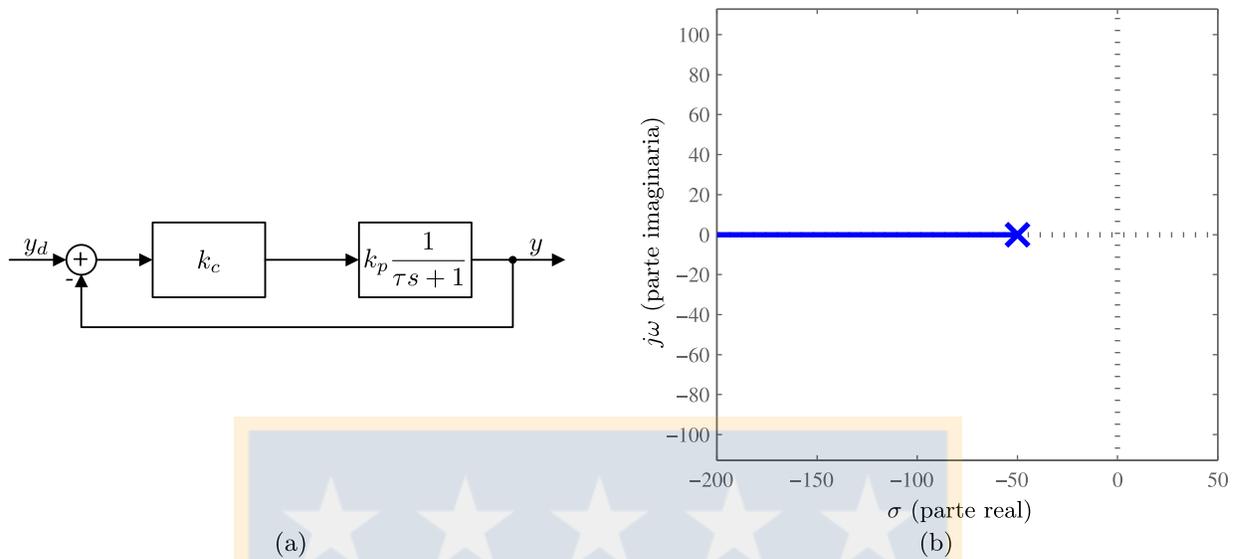


Fig. 4.3. Lazo cerrado para una planta de primer orden con un controlador tipo ganancia.

(a) diagrama de bloques del sistema, (b) L.G.R. para el sistema en lazo cerrado.

Al igual que en la sección anterior, la estabilidad del esquema en lazo cerrado para diferentes valores de k_c puede ser estudiada a través del L.G.R.. Tras dibujar el L.G.R. para el sistema considerando $k_p = 1$ y $\tau = 20$ (ms) para valores de k_c positivos, Fig. 4.3 (b), se tiene que éste es estable para cualquier valor de ganancia. Esto implica que es posible hacer que la dinámica del sistema en lazo cerrado sea tan rápida como se desee, dentro del rango admisible de valores para la entrada a la planta.

Ahora, supóngase que se agrega un retardo t_r a la planta (4.17). La nueva planta con retardo está dada por:

$$h(s) = h_{mp}(s)e^{-st_r} = k_p \frac{1}{\tau s + 1} e^{-st_r}. \quad (4.19)$$

Al igual que en el caso anterior, se plantea un esquema en lazo cerrado con un controlador tipo ganancia k_c de acuerdo a la Fig. 4.4 (a). Es de interés verificar las condiciones en que el sistema en lazo cerrado es estable. Sin embargo, en este caso el L.G.R. no puede ser utilizado directamente puesto que la función de transferencia ya no es un cociente entre polinomios.

Para abordar el análisis de estabilidad del sistema (4.19) mediante el L.G.R. se recurre a una aproximación de Padé de primer orden. De esta forma, se escribe el retardo como:

$$e^{-st_r} = \frac{e^{-st_r/2}}{e^{st_r/2}} = \frac{1 - \frac{st_r}{2} + \frac{1}{2!} \left(\frac{st_r}{2}\right)^2 - \frac{1}{3!} \left(\frac{st_r}{2}\right)^3 + \dots}{1 + \frac{st_r}{2} + \frac{1}{2!} \left(\frac{st_r}{2}\right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{st_r}{2}\right)^3 + \dots}, \quad (4.20)$$

luego, tras truncar las series del numerador y denominador dejando solo los términos de primer

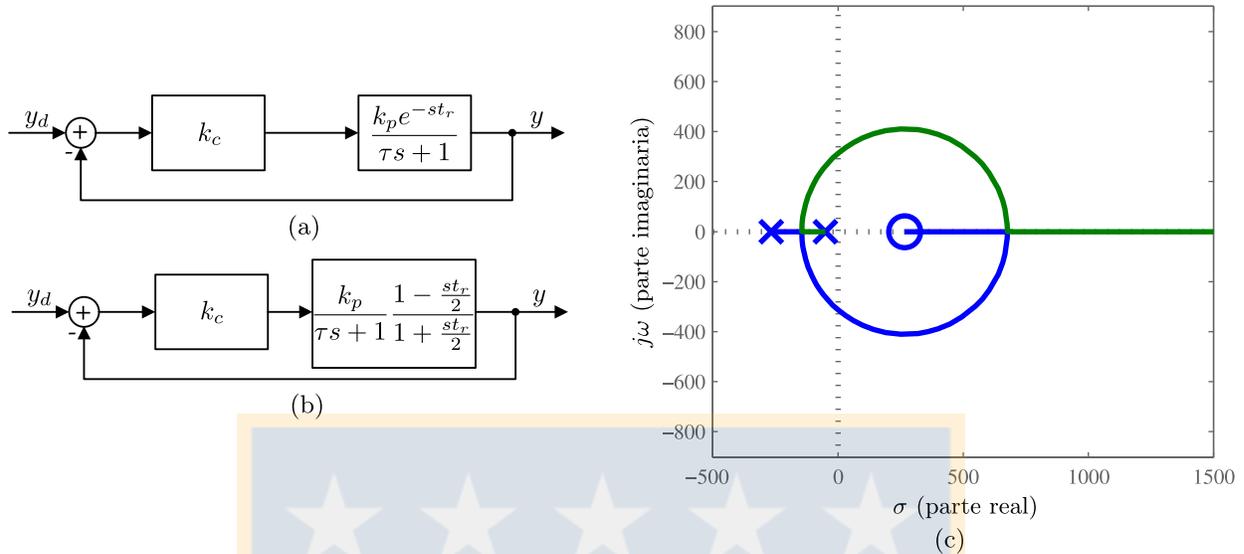


Fig. 4.4. Lazo cerrado para una planta de primer orden con retardo y controlador tipo ganancia.

(a) diagrama de bloques del sistema, (b) diagrama de bloques con aproximación del retardo, (c) L.G.R. del sistema con aproximación.

orden se tiene:

$$e^{-st_r} \approx \frac{1 - \frac{st_r}{2}}{1 + \frac{st_r}{2}}, \quad (4.21)$$

que corresponde a la aproximación de Padé de primer orden para el retardo. Se observa que la aproximación agrega un cero en el S.P.D. y un polo en el S.P.I., y que la aproximación tiene una ganancia dc unitaria al igual que el retardo.

Utilizando la aproximación (4.21) es posible aproximar (4.19) como:

$$h(s) = k_p \frac{1}{\tau s + 1} e^{-st_r} \approx k_p \frac{1}{\tau s + 1} \frac{1 - \frac{st_r}{2}}{1 + \frac{st_r}{2}}, \quad (4.22)$$

la que corresponde a una función de transferencia compuesta por el cociente de un polinomio numerador y otro denominador. La función de transferencia resultante se puede escribir como:

$$h(s) \approx k_p \frac{1}{\tau s + 1} \frac{1 - \frac{st_r}{2}}{1 + \frac{st_r}{2}} = \frac{k_{px}(s - 2/t_r)}{(s + 1/\tau)(s + 2/t_r)}. \quad (4.23)$$

Dado que k_p es positivo, k_{px} será negativo, y por lo tanto, si se desea evaluar el efecto del retardo para valores de k_c positivos, se deben usar las reglas de construcción del L.G.R. para ganancias negativas.

El diagrama de bloques del sistema con la aproximación del retardo (4.23) se muestra en Fig. 4.4 (b). El L.G.R. asociado a este sistema aproximado para el set de parámetros anterior con $t_r = 7.5$ (ms) y un controlador tipo ganancia k_c positiva se presenta en la Fig. 4.4 (c). En

forma análoga al caso del cero en el S.P.D., se observa que, debido al polo y al cero agregado por la aproximación del retardo, los polos del sistema en lazo cerrado cruzan el eje imaginario. Es decir, existe un valor máximo de ganancia k_c a partir del cual el sistema en lazo cerrado se torna inestable. Este ejemplo deja en evidencia la similitud entre la existencia de ceros en el S.P.D. y de retardo, particularmente desde el punto de vista de límites de desempeño.

4.3.1. Predictor Smith para un sistema con retardo

Una herramienta que permite abordar el diseño de controladores en sistemas con retardo en el contexto lineal es el concepto del Predictor Smith. Básicamente, el Predictor Smith permite ignorar el retardo en la etapa de diseño del controlador, evitando los límites intrínsecos producto de éste, reflejándolo posteriormente en la salida. La configuración del Predictor Smith para un sistema lineal se muestra en la Fig. 4.5. En base al diagrama de bloques es posible escribir la función de transferencia equivalente del Predictor Smith como:

$$\frac{v(s)}{e(s)} = \frac{h_c(s)}{1 + h_c(s)(1 - e^{-st_r})p_m(s)}, \quad (4.24)$$

donde $h_c(s)$ es la función de transferencia del controlador, t_r el retardo de la planta y $p_m(s)$ una función de transferencia a determinar. La función de transferencia en lazo cerrado y - y_d asociada a la Fig. 4.5 corresponde a:

$$\frac{y(s)}{y_d(s)} = \frac{\frac{h_c(s)}{1 + h_c(s)(1 - e^{-st_r})p_m(s)} h_{mp}(s) e^{-st_r}}{1 + \frac{h_c(s)}{1 + h_c(s)(1 - e^{-st_r})p_m(s)} h_{mp}(s) e^{-st_r}}, \quad (4.25)$$

$$\frac{y(s)}{y_d(s)} = \frac{h_c(s) h_{mp}(s) e^{-st_r}}{1 + h_c(s)(1 - e^{-st_r})p_m(s) + h_c(s) h_{mp}(s) e^{-st_r}}, \quad (4.26)$$

luego si se selecciona $p_m(s) = h_{mp}(s)$, la función de transferencia en lazo cerrado corresponde a aquella del sistema sin retardo (4.18) multiplicada por el retardo. Así, el efecto del retardo se refleja directamente en la salida, y el controlador $h_c(s)$ se puede diseñar considerando la planta

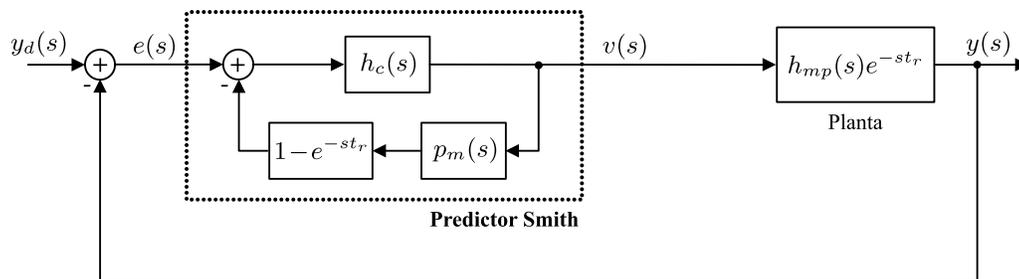


Fig. 4.5. Diagrama de bloques de controlador con Predictor Smith para planta con retardo.

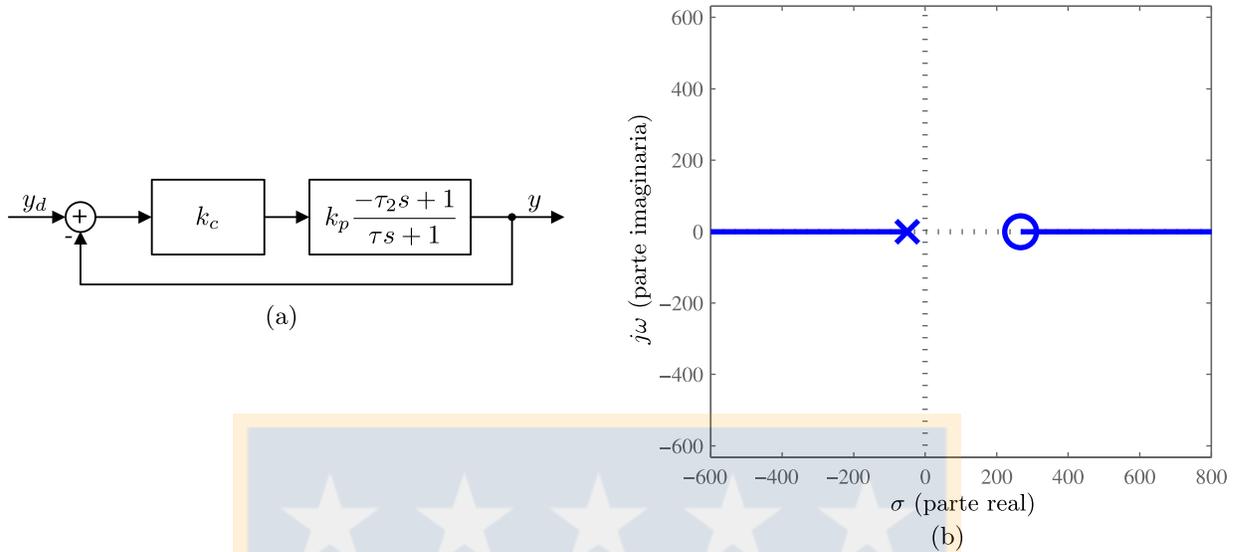


Fig. 4.6. Lazo cerrado para una planta de primer orden con un cero en el S.P.D. usando un controlador tipo ganancia.

(a) diagrama de bloques del sistema, (b) L.G.R. para el sistema en lazo cerrado.

sin retardo.

4.3.2. Predictor Smith para un sistema con ceros en el S.P.D.

Es posible aplicar el mismo concepto del Predictor Smith utilizado en sistemas con retardo para plantas que tienen ceros en el S.P.D.. En efecto, se mostrará que es posible abordar el diseño del controlador ignorando los ceros en el S.P.D. y reflejándolos de forma apropiada en la salida del sistema en lazo cerrado. Para comenzar, se propone realizar el mismo análisis anterior para estudiar la estabilidad del sistema en lazo cerrado al tener un cero en el S.P.D.. Para ello, se define una planta como:

$$h(s) = k_p \frac{-\tau_2 s + 1}{\tau s + 1}, \quad (4.27)$$

donde $\tau_2 > 0$ da cuenta de la posición del cero en el S.P.D.. La función de transferencia anterior se puede reescribir como:

$$h(s) = k_p \frac{-\tau_2 s + 1}{\tau s + 1} = k_{px} \frac{(s - 1/\tau_2)}{(s + 1/\tau)}, \quad (4.28)$$

donde dado que k_p es positivo entonces k_{px} es negativo, por lo que para construir el L.G.R. para valores de k_c positivos se deben usar las reglas de construcción del L.G.R. para ganancias negativas. El L.G.R. para esta planta se muestra en la Fig. 4.6 (b). Se observa que para un cierto valor de ganancia k_c el sistema en lazo cerrado se vuelve inestable, al igual que en el caso

del sistema con retardo.

En la sección anterior se mostró que el Predictor Smith permite evitar tener que considerar el retardo en el diseño del controlador, y en principio es válido para cualquier configuración de controlador lineal. Ahora bien, para determinar el L.G.R. aproximado para el sistema con retardo se obtuvo la función de transferencia (4.22):

$$h(s) \approx k_p \frac{1}{\tau s + 1} \frac{1 - \frac{st_r}{2}}{1 + \frac{st_r}{2}}, \quad (4.29)$$

en donde se observa la presencia de un cero en el S.P.D.. Considerando que el Predictor Smith permite abordar el caso del retardo sin requerir su aproximación, éste debería ser directamente aplicable para la función de transferencia aproximada. De esta forma, a continuación se abordará el caso de plantas que poseen un cero en el S.P.D..

Para aplicar el Predictor Smith en el caso de una planta como (4.27) se postulará que es posible factorizar la planta considerando un retardo equivalente $t_{req} = 2\tau_2$. Así, es posible crear una planta ficticia $h_x(s)$ con un polo adicional, ubicado en la posición del cero en el S.P.D. agregado por este retardo, pero reflejada en el S.P.I.:

$$h_x(s) = k_p \frac{1}{\tau s + 1} \frac{1 - \frac{st_{req}}{2}}{1 + \frac{st_{req}}{2}} = k_p \frac{1}{\tau s + 1} \frac{-\tau_2 s + 1}{\tau_2 s + 1}. \quad (4.30)$$

Posteriormente, se puede considerar que la nueva planta ficticia $h_x(s)$ corresponde al producto de dos funciones de transferencia, una de fase mínima $h_{mp}(s)$, y otra de fase no mínima $h_{nmp}(s)$, esta última asociada al retardo equivalente:

$$h_x(s) = h_{mp}(s)h_{nmp}(s), \quad (4.31)$$

donde:

$$h_{mp}(s) = k_p \frac{1}{\tau s + 1}, \quad h_{nmp}(s) = \frac{-\tau_2 s + 1}{\tau_2 s + 1}. \quad (4.32)$$

Es posible observar que $h_{mp}(s)$ corresponde a la planta original y $h_{nmp}(s)$ es una función de transferencia con ganancia de unitaria, al igual que en el caso del retardo. Este resultado permite aplicar el concepto del Predictor Smith en plantas con ceros en el S.P.D..

El Predictor Smith en sistemas con retardo permite ignorar su efecto en el diseño, reflejando éste en la salida. Para extender el concepto a plantas con ceros en el S.P.D. se considerará que la parte de la planta a compensar es aquella de fase no mínima, es decir, todas las referencias a e^{-st_r} en la Fig. 4.5 se deben reemplazar por referencias a $h_{nmp}(s)$, resultando en el diagrama de bloques presentado en la Fig. 4.7. La función de transferencia en lazo cerrado entre y y su

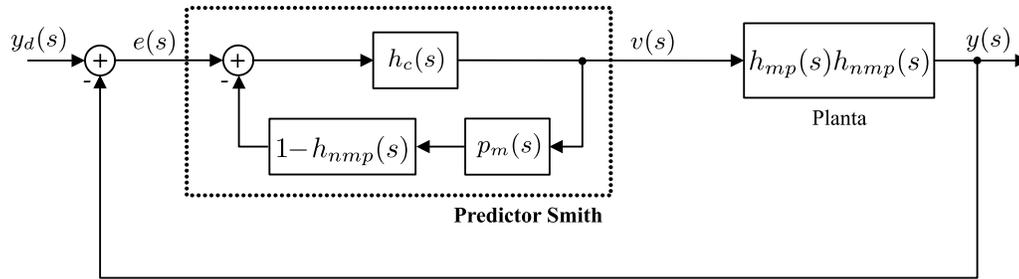


Fig. 4.7. Diagrama de bloques de controlador con Predictor Smith para planta con cero en el S.P.D..

referencia y_d corresponde a:

$$\frac{y(s)}{y_d(s)} = \frac{h_c(s)h_{mp}(s)h_{nmp}(s)}{1 + h_c(s)(1 - h_{nmp}(s))p_m(s) + h_c(s)h_{mp}(s)h_{nmp}(s)}, \quad (4.33)$$

luego, para aislar el efecto de $h_{nmp}(s)$ se debe escoger $p_m(s) = h_{mp}(s)$, con lo que se resulta:

$$\frac{y(s)}{y_d(s)} = \frac{h_c(s)h_{mp}(s)}{1 + h_c(s)h_{mp}(s)} h_{nmp}(s), \quad (4.34)$$

la que corresponde a la función de transferencia en lazo cerrado de la planta sin el cero en el S.P.D. multiplicada por $h_{nmp}(s)$. En otras palabras, el diseño de $h_c(s)$ se puede realizar ignorando el cero en el S.P.D. pero considerando que la salida del sistema en lazo cerrado se verá modificada por $h_{nmp}(s)$, resultado análogo al Predictor Smith para sistemas con retardo.

4.4. FCS-MPC con horizonte corto y salida de fase mínima en el convertidor boost

El concepto del Predictor Smith permite abordar el diseño de controladores de alta ganancia en sistemas lineales de fase no-mínima, tales como aquellos con retardos y ceros en el S.P.D.. Se plantea que esta capacidad puede resultar conveniente para tratar la aplicación del control predictivo con horizonte de predicción corto en sistemas que muestran comportamiento de fase no-mínima en su característica entrada-salida. Sin embargo, la discusión hasta el momento solo ha considerado el caso lineal en base a funciones de transferencia, mientras que en el caso general de los convertidores de potencia, y particularmente del convertidor dc/dc tipo boost, el modelo del sistema es no-lineal. Por otro lado, los modelos de predicción utilizados en FCS-MPC se encuentran normalmente planteados como modelos de espacio de estados, por lo que no es evidente como extender el concepto a esta nueva situación. La presente sección tratará la extensión de esta idea a plantas no-lineales, cómo puede ser aplicada en el contexto

del control predictivo de horizonte corto, y su posterior utilización para lograr un control estable del convertidor boost.

4.4.1. FCS-MPC con horizonte corto como inversión de la planta

El esquema FCS-MPC utilizado en convertidores de potencia consiste en el caso SISO en determinar la entrada a aplicar al sistema $u(t)$ a través de la minimización de una función de costo g , la cual depende de un modelo del sistema. Los valores que puede tomar la entrada $u(t)$ están directamente determinados por el estado de los switches que conforman el convertidor. La función de costo, y por lo tanto el modelo, se evalúan para cada valor válido de la entrada, eligiendo el que minimiza ésta última para ser aplicada en el siguiente tiempo de muestreo. Dada la existencia de un retardo implícito en la aplicación de la entrada, se considera una compensación del retardo [29], por lo que la entrada a aplicar en el tiempo t_{k+1} , u_{k+1}^{opt} es:

$$u_{k+1}^{\text{opt}} = \arg \min_{u^i \in U} g_{k+2}(u^i), \quad (4.35)$$

donde u^i es el i -ésimo valor de entrada evaluado; $U = \{u^1, u^2, \dots, u^n\}$, $n \in \mathbb{N}$, el conjunto de valores de entradas válidas, y $g_{k+2}(u^i) = g(y(t_{k+2}), u^i)$ el valor de la función de costo en el tiempo $k + 2$. La función de costo g a utilizar será del tipo cuadrático:

$$g_{k+2} = (y^*(t_{k+2}) - y(t_{k+2}))^2, \quad (4.36)$$

donde $y^*(t_{k+2})$ es el valor de la referencia de salida en el tiempo $k + 2$, e $y(t_{k+2})$ el valor de la salida predicha en el tiempo $k + 2$. Este último valor, que depende de los estados, se obtiene de un modelo discreto equivalente del sistema que tiene la forma:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, u_k, p_k), \quad (4.37)$$

$$y_k = g(\mathbf{x}_k, u_k, p_k), \quad (4.38)$$

donde \mathbf{x}_{k+1} es la predicción del vector de estados en el tiempo $k + 1$, u_k es la entrada, p_k la perturbación, e y_k la salida del sistema, éstas últimas en el tiempo k , y \mathbf{f} , g funciones que representan el modelo de tiempo discreto del sistema, generalmente no-lineal.

Analizando (4.35) es posible notar que el procedimiento descrito, ignorando la compensación del retardo y las restricciones en el valor de la entrada, es equivalente a determinar el valor de la entrada u que al ser aplicada hace que la salida sea igual a un cierto valor deseado y^* en el siguiente tiempo de muestreo. En otras palabras, el controlador predictivo intenta invertir las dinámicas de la planta en cada tiempo de muestreo. Para comprender las consecuencias de esto es conveniente considerar un sistema SISO lineal. La relación dinámica en tiempo continuo

existente entre la entrada del sistema u y su salida y está dada por su función de transferencia $h(s) = y(s)/u(s)$. Si el modelo $h(s)$ es conocido, dada una cierta referencia deseada y^* , la entrada del sistema u se puede obtener invirtiendo la planta como $u(s) = h(s)^{-1}y^*(s)$. Por otra parte, en el caso discreto se dispone de un modelo equivalente que mapea uno a uno los polos del sistema continuo $h(s)$, pero que en general tiene un mayor número de ceros [37, 38]. Por lo tanto, entendiendo que el controlador predictivo de horizonte corto intenta invertir la planta, se puede concluir que la existencia de ceros en el S.P.D. (caso continuo) o fuera del círculo unitario (caso discreto) traen como consecuencia dinámicas inestables.

Lo señalado anteriormente permite explicar los resultados obtenidos en el capítulo 3 para el control predictivo de corriente y voltaje en el convertidor boost, Fig. 3.5 y Fig. 3.6. Particularmente, los resultados muestran que el controlador predictivo opera correctamente al utilizar la función de costo de corriente $(i_{k+2}^* - i_{k+2})^2$, (3.36), mientras que falla al utilizar la de voltaje $(v_{k+2}^* - v_{k+2})^2$, (3.35). Al utilizar la función de costo de corriente la relación entrada-salida está representada localmente por (4.12):

$$h_{id}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} = \frac{\frac{v_o}{L} \left(s + \frac{v_o + Ri_o(1-d_o)}{RCv_o} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-d_o)^2}{LC}}. \quad (4.39)$$

Dado que el controlador intenta invertir la planta, el cero en el S.P.I. y ambos polos en el S.P.I. son cancelados por el controlador, lo que puede ser realizado por un sistema estable. Sin embargo, cuando se utiliza la función de costo de voltaje, la relación entrada-salida está descrita por (4.15):

$$h_{vd}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} = \frac{-\frac{i_o}{C} \left(s - \frac{v_o}{Li_o}(1-d_o) \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-d_o)^2}{LC}}. \quad (4.40)$$

Como esta función de transferencia tiene un cero en el S.P.D., y dado que el controlador intenta invertir la planta, entonces éste debería mostrar un comportamiento inestable.

4.4.2. Inversión estable de sistemas de fase no-mínima

El análisis anterior permite postular que el origen de la inestabilidad en el control predictivo del convertidor boost consiste en la inversión de dinámicas no invertibles, las que posteriormente se reflejan como inestables. En efecto, la inversión dinámica de sistemas de fase no-mínima, tales como los convertidores boost, requiere consideraciones adicionales. Considerando que el controlador FCS-MPC de horizonte uno opera en base a este principio, se propone como posible solución el evitar invertir la parte de fase no-mínima de la dinámica del sistema. Para lograr este objetivo, es necesario estudiar cómo aislar del modelo ésta última para obtener finalmente solo la parte invertible.

Caso lineal

En este caso el modelo del sistema se puede escribir como una función de transferencia $h(s)$. Para invertir la planta el método convencional asume que $h(s)$ puede ser escrita como el producto de dos funciones de transferencia en la forma $h(s) = h_{mp}(s)h_{nmp}(s)$, donde $h_{mp}(s)$ es estable y de fase mínima, y $h_{nmp}(s)$ es estable, de fase no-mínima, y cumple con $h_{nmp}(0) = 1$ (ganancia de unitaria). Como $h_{mp}(s)$ es estable y no tiene ceros en el S.P.D. su inversa es una función de transferencia estable. Por otro lado, la parte no invertible del sistema $h(s)$ se encuentra aislada en $h_{nmp}(s)$. Posteriormente, el controlador se diseña para invertir solamente $h_{mp}(s)$, dejando la parte no invertible $h_{nmp}(s)$ en lazo abierto. Este concepto está íntimamente relacionado al Predictor Smith, dado que es equivalente a controlar solo la parte de fase mínima, que corresponde a aquella dinámicamente invertible de la salida.

El siguiente problema es encontrar una factorización apropiada de la planta, es decir encontrar $h_{mp}(s)$ y $h_{nmp}(s)$. Las restricciones son: (1) que $h_{mp}(s)$ sea estable y de fase mínima, y (2) $h_{nmp}(0) = 1$, que es equivalente a que la parte de fase no-mínima tenga ganancia de unitaria. Generalmente, estas restricciones no permiten especificar completamente la factorización, por lo que ésta no es única. Sin embargo, eligiendo $h_{nmp}(s)$ como un filtro pasatodo es posible obtener una respuesta óptima en el sentido ISE de y a cambios escalón en el setpoint y_{sp} en el límite de control perfecto de y^* (la parte de fase mínima), a y_{sp} .

Para ilustrar la estructura de $h_{mp}(s)$ y $h_{nmp}(s)$ considerando respuesta óptima ISE se asume $h(s)$ de la forma:

$$h(s) = k \frac{(s + z_1)(s + z_2) \cdots (s + z_r)(s + z_{r+1}) \cdots (s + z_{r+m})}{(s + p_1)(s + p_2) \cdots (s + p_n)}, \quad (4.41)$$

donde k es la ganancia de; z_1, z_2, \dots, z_r son los ceros en el S.P.I.; $z_{r+1}, z_{r+2}, \dots, z_{r+m}$ son los ceros en el S.P.D.; y p_1, p_2, \dots, p_n son los polos en el S.P.I. de $h(s)$, con $r + m \leq n$. Entonces, $h_{mp}(s)$ está dada por:

$$h_{mp}(s) = k \frac{(-1)^m (s + z_1)(s + z_2) \cdots (s + z_r)(s - z_{r+1}) \cdots (s - z_{r+m})}{(s + p_1)(s + p_2) \cdots (s + p_n)}, \quad (4.42)$$

mientras que la parte de no-mínima $h_{nmp}(s)$ es:

$$h_{nmp}(s) = \frac{(-1)^m (s + z_{r+1})(s + z_{r+2}) \cdots (s + z_{r+m})}{(s - z_{r+1})(s - z_{r+2}) \cdots (s - z_{r+m})}, \quad (4.43)$$

que es un filtro pasatodo compuesto por los ceros en el S.P.D. de $h(s)$ y cuyos polos son los ceros en el S.P.D. reflejados respecto al eje imaginario.

Caso no-lineal

Obtener la parte de fase mínima de la respuesta de salida de un sistema no-lineal, como por ejemplo el convertidor boost, generalmente no es directo como en el caso lineal. Para aislar la parte de fase mínima de la dinámica del sistema es posible utilizar el concepto de salidas estáticamente equivalentes. Dos salidas y e y^* son estáticamente equivalentes si tienen la misma ganancia estática. Esto significa en el caso lineal que los polos de las funciones de transferencia entre $y - u$ y entre $y^* - u$ son los mismos, pero tienen distintos ceros.

Tal como en los sistemas lineales, la determinación de la salida de fase mínima estáticamente equivalente no es única. Sin embargo, si se desea una respuesta óptima en el sentido ISE es posible utilizar el siguiente teorema para obtener la salida de fase mínima [39].

Teorema. Considerar un sistema dinámico no-lineal en coordenadas naturales de orden n y grado relativo r de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_1 &= \zeta_2 \\ \dot{\zeta}_2 &= \zeta_3 \\ &\vdots \\ \dot{\zeta}_{n-1} &= \zeta_n \\ \dot{\zeta}_n &= \phi(\zeta) + \psi(\zeta)u \\ y &= h(\zeta_1, \dots, \zeta_{n-r+1}) \end{aligned},$$

donde $\partial h / \partial \zeta_{n-r+1} \neq 0$. Si la salida $y^* = h^*(\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_{n-r+1})$ es ISE óptima, entonces la expresión,

$$h^* \left(\zeta_1, \frac{d\zeta_1}{dt}, \dots, \frac{d^{n-r}\zeta_1}{dt^{n-r}} \right) = v, \quad (4.44)$$

es una $(n-r)$ -ava integral de la ecuación de Euler-Lagrange de orden $2(n-r)$

$$\sum_{k=1}^{n-r+1} (-1)^{k-1} \frac{d^{k-1}}{dt^{k-1}} \left\{ \frac{\partial h}{\partial \zeta_k} \left(\zeta_1, \frac{d\zeta_1}{dt}, \dots, \frac{d^{n-r}\zeta_1}{dt^{n-r}} \right) \times \left[v - h \left(\zeta_1, \frac{d\zeta_1}{dt}, \dots, \frac{d^{n-r}\zeta_1}{dt^{n-r}} \right) \right] \right\} = 0, \quad (4.45)$$

que cumple con las $(n-r)$ condiciones terminales:

$$\begin{aligned} h(\zeta_1(\infty), 0, \dots, 0) &= v \\ \zeta_2(\infty) &= 0 \\ &\vdots \\ \zeta_{n-r}(\infty) &= 0. \end{aligned} \quad (4.46)$$

El cálculo analítico de la integral (4.44), que corresponde a una salida de fase mínima para (4.4.2), solo es posible en casos particulares. Sin embargo, para $n = 2$ y $r = 1$ es posible

obtener una expresión explícita para la salida ISE óptima, la que corresponde a:

$$h^*(\zeta_1, \zeta_2) = h(\zeta_1, \zeta_2) - 2\zeta_2 \frac{\partial h(\zeta_1, \zeta_2)}{\partial \zeta_2}. \quad (4.47)$$

El resultado obtenido requiere que el sistema se encuentre escrito en coordenadas naturales (ζ_1, ζ_2) . Por otra parte, resultados equivalentes se pueden obtener si el sistema se encuentra escrito en su forma normal. En efecto, para $n = 2$, $r = 1$, y asumiendo que la forma normal del sistema está dada por:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_1 &= F_1(\zeta_1, \zeta_2) \\ \dot{\zeta}_2 &= F_2(\zeta_1, \zeta_2) + G_2(\zeta_1, \zeta_2)u \\ y &= \zeta_2, \end{aligned} \quad (4.48)$$

la salida ISE óptima estáticamente equivalente está dada por:

$$h^*(\zeta_1, \zeta_2) = \zeta_2 - 2 \left(\frac{\partial F_1(\zeta_1, \zeta_2)}{\partial \zeta_2} \right)^{-1} F_1(\zeta_1, \zeta_2). \quad (4.49)$$

En base a la discusión anterior, el procedimiento para obtener una salida de fase mínima para un sistema no-lineal con $n = 2$ y $r = 1$ se puede dividir en 3 pasos: (1) Transformar el sistema a su forma normal, (2) Obtener la salida de fase mínima ISE óptima del sistema utilizando (4.49), y (3) Transformar el resultado obtenido a las coordenadas originales del sistema.

4.4.3. Salida de fase no-mínima para el convertidor boost

El desarrollo expuesto muestra que es posible encontrar una salida de fase mínima para un sistema no-lineal que muestra un comportamiento de fase no-mínima si éste cumple con ciertas restricciones. En base al análisis realizado, se propone utilizar estos resultados para abordar el control del convertidor boost mediante FCS-MPC con un horizonte de predicción unitario, considerando la compensación de retardo por cálculo. Dado que es imperativo evitar la inversión de la parte de fase no-mínima de la salida del sistema bajo control, la propuesta en términos generales consiste en generar una salida de fase mínima y utilizarla como parte del proceso de optimización en conjunto con el modelo de predicción. Esto es, en vez de usar la función de salida original para el modelo de predicción, la que corresponde a la minimización del error de voltaje en la salida, el controlador minimizará la diferencia de una nueva función de salida h^* con respecto a la referencia deseada.

Para obtener la salida de fase mínima para el convertidor boost el modelo del sistema (4.3)-(4.4) se escribirá definiendo las variables de estado $x_1(t) = i(t)$, $x_2(t) = v(t)$, entrada

$u(t) = d(t)$, y salida $y(t) = v(t)$:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{x_2}{L} + \frac{x_2 u}{L} + \frac{e_o}{L}, \\ \dot{x}_2 &= \frac{x_1}{C} - \frac{x_1 u}{C} - \frac{1}{RC}x_2, \\ y &= x_2.\end{aligned}\tag{4.50}$$

El voltaje de entrada $e(t)$, que es una perturbación, se considerará como un valor constante e_o para objetivos de análisis.

El modelo del sistema (4.50) es de orden $n = 2$. Por otra parte, el grado relativo r se puede obtener como el número de veces que se debe derivar la salida para que aparezca la entrada u en forma explícita. Derivando una vez:

$$\dot{y} = \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_1 u}{C} - \frac{1}{RC}\tag{4.51}$$

por lo que el grado relativo es $r = 1$ si $x_1 \neq 0$. Así, se cumple con las condiciones impuestas por el método propuesto para obtener la salida de fase mínima.

Para transformar (4.50) en su forma normal se utilizará el procedimiento detallado en [40]. El sistema (4.50) se puede escribir en forma vectorial considerando $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u = \begin{bmatrix} -\frac{x_2}{L} + \frac{e_o}{L} \\ \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix} u, y = x_2.\tag{4.52}$$

Dado que $n = 2$ y $r = 1$, $\mu = y = x_2$, la forma normal del sistema debe tener la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(\mu, \psi) + b(\mu, \psi)u \\ w(\mu, \psi) \end{bmatrix}, y = \mu.\tag{4.53}$$

La transformación $z(x) = [\mu \ \psi]^T$ que transforma (4.52) en su forma normal (4.53) queda determinada a través de ψ , dado que la salida de (4.52) y (4.53) deberían ser idénticas. La función ψ se puede determinar a partir de la condición de invertibilidad del Jacobiano:

$$L_{\mathbf{g}}\psi = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi}{\partial x_1} & \frac{\partial \psi}{\partial x_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix} = 0.\tag{4.54}$$

La ecuación (4.54) es una ecuación diferencial parcial de primer orden, que puede ser resuelta a través del método de las características:

$$\psi(x_1, x_2) = \frac{L}{C} \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2}.\tag{4.55}$$

De esta forma, la transformación \mathbf{z} y su inversa \mathbf{z}^{-1} están dadas por:

$$\mathbf{z}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mu \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \frac{L}{C} \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2} \end{bmatrix}, \mathbf{z}^{-1}(\mu, \psi) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{C}{L}} \sqrt{2\psi - \mu^2} \\ \mu \end{bmatrix}. \quad (4.56)$$

Finalmente, mediante (4.56) es posible obtener el sistema no lineal (4.53) en su forma normal como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\sqrt{2\psi - \mu^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} - \frac{\mu}{RC} \right) - \left(\sqrt{2\psi - \mu^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} \right) u \\ e_o \sqrt{2\psi - \mu^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} - \frac{\mu^2}{RC} \end{bmatrix}, y = \mu. \quad (4.57)$$

Para determinar la salida de fase mínima, (4.57) se puede escribir en la forma (4.48) definiendo $\zeta_1 = \psi$ y $\zeta_2 = \mu$:

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta}_1 \\ \dot{\zeta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_o \sqrt{2\zeta_1 - \zeta_2^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} - \frac{\zeta_2^2}{RC} \\ \left(\sqrt{2\zeta_1 - \zeta_2^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} - \frac{\zeta_2}{RC} \right) - \left(\sqrt{2\zeta_1 - \zeta_2^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} \right) u \end{bmatrix}, y = \zeta_2. \quad (4.58)$$

así, $F_1(\zeta_1, \zeta_2)$ es:

$$F_1(\zeta_1, \zeta_2) = e_o \sqrt{2\zeta_1 - \zeta_2^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} - \frac{\zeta_2^2}{RC}. \quad (4.59)$$

Evaluando (4.49) usando (4.59) y transformando a las coordenadas originales, la salida de fase mínima es:

$$h^*(x_1, x_2) = x_2 + \frac{2Re_o x_1^2 - 2x_1 x_2^2}{2x_2 x_1 + \frac{RC}{L} e_o x_2} = v + \frac{2Re_o i^2 - 2iv^2}{2vi + \frac{RC}{L} e_o v}. \quad (4.60)$$

Es posible observar que (4.60) está compuesta por la salida original y un término de compensación que no agrega retardo adicional. De esta forma, al utilizar la nueva salida junto al sistema original (4.50) se obtiene como resultado uno de fase mínima.

Para verificar que (4.60) sea efectivamente una salida de fase mínima para el sistema (4.50), se prueba mediante simulación la aplicación de un cambio escalón en el ciclo de trabajo del convertidor utilizando el modelo promedio (4.3)-(4.4). Los parámetros utilizados se detallan en la Tabla 4.1. De los resultados obtenidos, Fig. 4.8, se observa que a diferencia de la salida

Tabla 4.1. Parámetros de prueba salida de fase mínima convertidor boost

| Parámetro | Valor |
|--|-------------------|
| R (resistencia de carga) | 10 Ω |
| L (inductancia de entrada) | 5 mH |
| C (condensador de salida) | 100 μF |
| E (voltaje de entrada) | 20 V |
| T_s (tiempo de muestreo del controlador) | 50 μs |

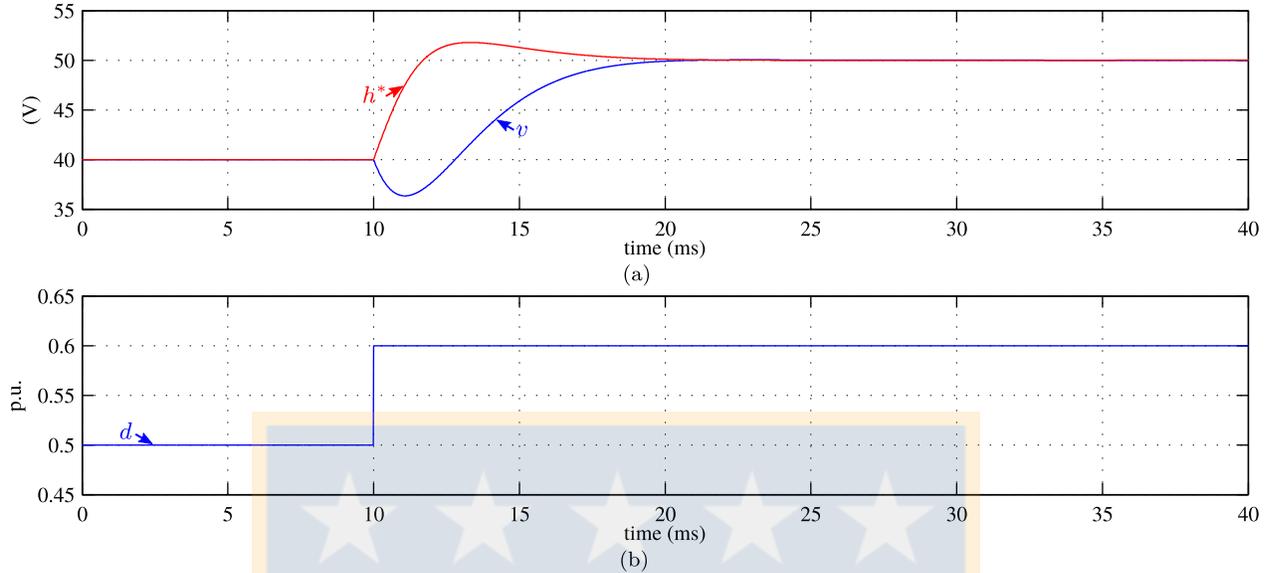


Fig. 4.8. Comparación entre salida de fase mínima h^* y el voltaje de salida real del convertidor v ante cambio escalón en ciclo de trabajo d .

(a) salida de fase mínima h^* y voltaje de salida real v , (b) señal de ciclo de trabajo d .

original $h(x_1, x_2) = x_2$, es decir el voltaje de salida del convertidor, la nueva salida $h^*(x_1, x_2)$ no posee el sobrepaso negativo inmediatamente posterior al cambio escalón en la entrada, pero ambas coinciden en estado estacionario.

4.4.4. FCS-MPC con horizonte uno y salida de fase mínima

La salida de fase mínima (4.60) en combinación con el modelo de predicción en tiempo discreto original (3.33)-(3.34) se puede emplear para obtener una inversión parcial del sistema al utilizar FCS-MPC con un horizonte de predicción corto, en particular, el caso unitario. Como el comportamiento de fase no-mínima depende directamente de la función de salida del modelo, el uso de la nueva salida h^* en conjunto con el modelo de predicción permitiría en principio un correcto seguimiento de la referencia.

Para comprobar esta hipótesis, se implementa el algoritmo FCS-MPC según lo descrito, usando el modelo de predicción (3.33)-(3.34) y la salida de fase mínima (4.60). La función de costo a utilizar es:

$$g_{k+2} = (y_{k+2}^* - y_{k+2})^2 = (v_{k+2}^* - h^*(i_{k+2}, v_{k+2}))^2. \quad (4.61)$$

En vez de buscar la entrada que minimiza el error del voltaje de salida con respecto a su referencia, el controlador propuesto minimiza el error de la nueva salida (4.60) respecto a la referencia de voltaje deseado.

Para evaluar el algoritmo, se implementa el sistema junto con el controlador en PSIM utilizando los parámetros descritos en la Tabla 4.1. Los resultados para un cambio escalón

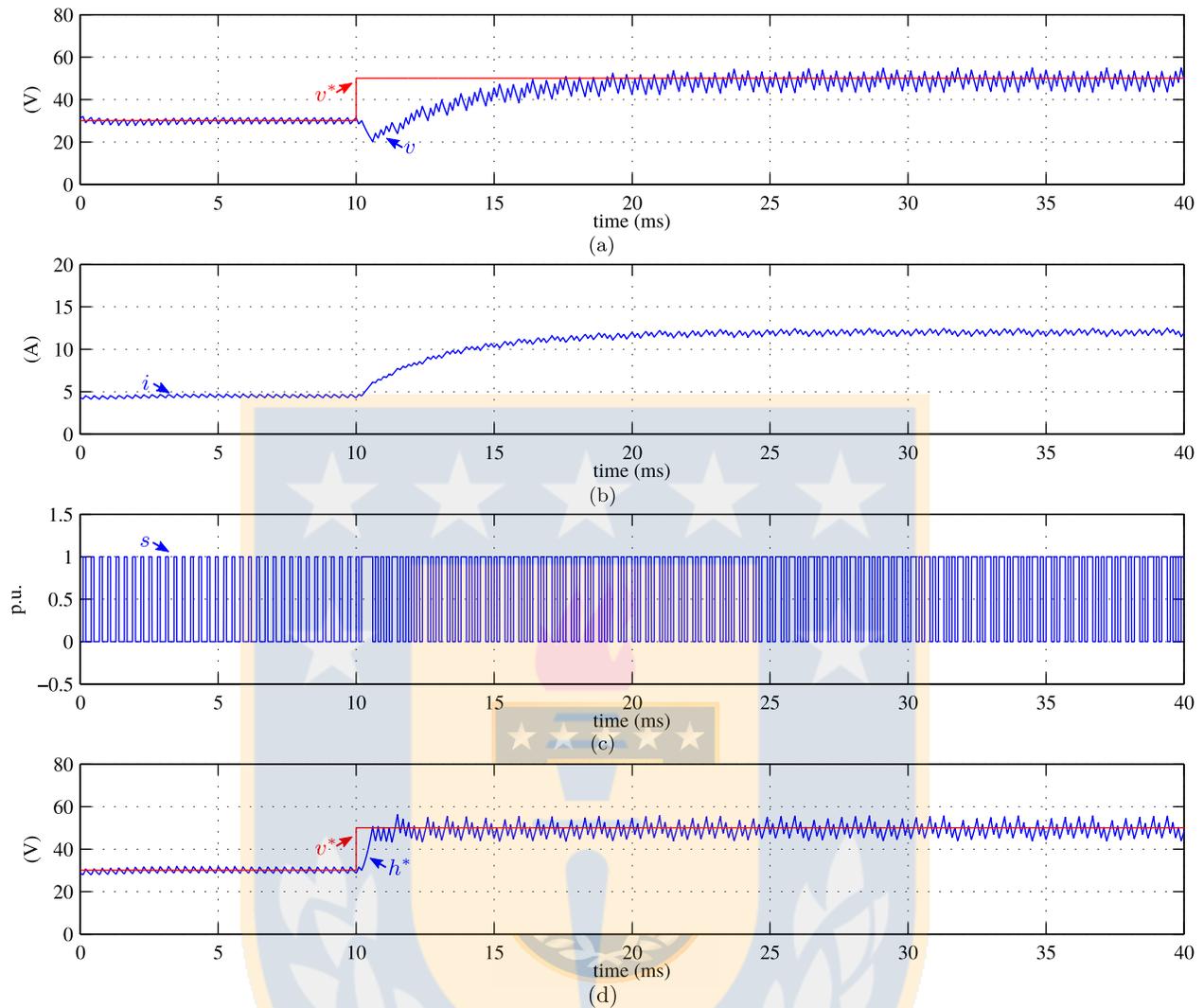


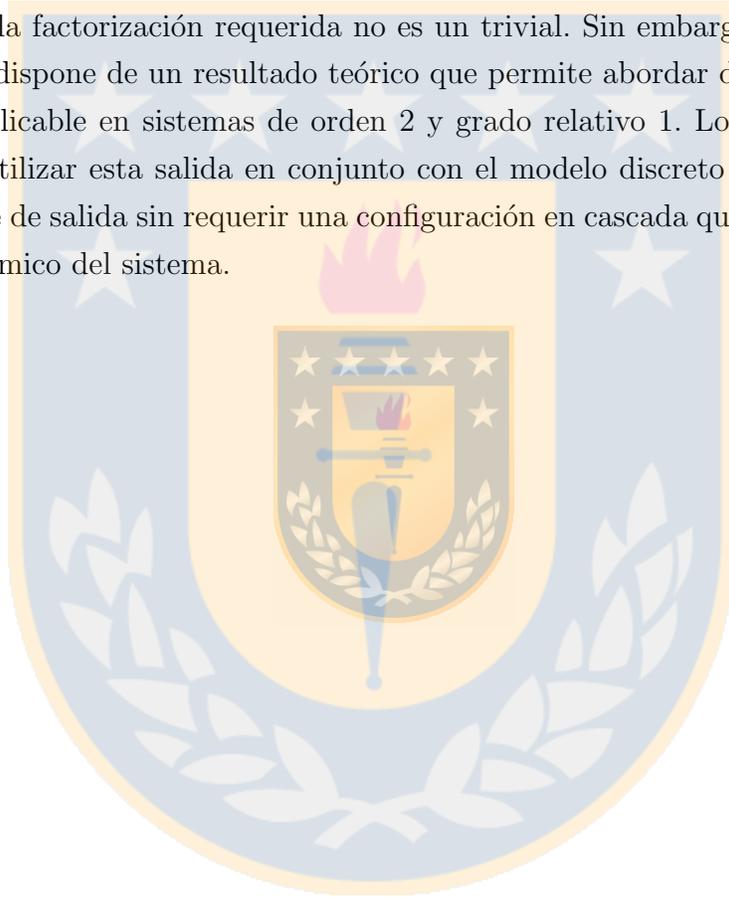
Fig. 4.9. Resultados de simulación del controlador FCS-MPC utilizando la salida de fase mínima propuesta.

(a) voltaje de salida del convertidor v y su referencia v^* , (b) corriente de entrada del convertidor i , (c) señal de conmutación s , (d) referencia de voltaje de salida v^* y salida auxiliar de fase mínima h^* .

en la referencia de voltaje se muestran en la Fig. 4.9. El sistema inicialmente opera en lazo abierto utilizando modulación PWM para llevar el voltaje de salida inicial a aproximadamente 30 (V). En $t = 0$ (ms), se habilita el controlador FCS-MPC utilizando la función de costo (4.61) con una referencia de 30 (V), donde se puede observar que el sistema permanece en torno al voltaje deseado. Luego, en $t = 10$ (ms), se aplica un cambio escalón en la referencia pasando de 30 (V) a 50 (V), donde es posible comprobar que el controlador permite el seguimiento de la referencia tras aproximadamente 10 (ms). La corriente de entrada, que corresponde a la dinámica interna, converge a 12 (A). La salida de fase mínima controlada h^* converge a la referencia en aproximadamente 300 (μ s) (3 tiempos de muestreo), luego del retardo inicial de la acción de control (2 tiempos de muestreo).

4.5. Discusión

En este capítulo se comprobó que es posible lograr un controlador FCS-MPC con horizonte uno estable para el control del convertidor boost. El método propuesto se basa en el estudio del comportamiento de este controlador, concluyendo que su operación es equivalente a una inversión de la totalidad de las dinámicas del sistema. Para evitar la inversión de dinámicas no-invertibles, se propuso el uso del concepto de factorización de una planta en sus partes de fase mínima y no-mínima, en forma análoga al concepto del Predictor Smith utilizado en sistemas lineales. En efecto, dado que el modelo promedio del convertidor boost corresponde a un sistema no-lineal, obtener la factorización requerida no es un trivial. Sin embargo, se mostró que para esta aplicación se dispone de un resultado teórico que permite abordar directamente este caso, y en general es aplicable en sistemas de orden 2 y grado relativo 1. Los resultados obtenidos muestran que al utilizar esta salida en conjunto con el modelo discreto del sistema es posible controlar el voltaje de salida sin requerir una configuración en cascada que limite artificialmente el desempeño dinámico del sistema.



Capítulo 5

FCS-MPC en el convertidor boost mediante salida de grado relativo completo

5.1. Introducción

El capítulo anterior mostró la posibilidad de usar el concepto de factorización de planta para controlar el voltaje de salida del convertidor boost mediante FCS-MPC utilizando un horizonte de predicción unitario. El método propuesto evita la inversión de la parte no invertible del sistema, generando una salida de fase mínima apropiada. Sin embargo, los resultados son limitados en cuanto éstos están restringidos a sistemas de orden $n = 2$ y grado relativo $r = 1$. En este capítulo se explorará una generalización del resultado anterior, esta vez utilizando conceptos de la teoría de control no-lineal. Particularmente, se buscará realizar una analogía con las ideas de linealización entrada-salida y de estados, considerando el grado relativo de la salida. Para comprobar la viabilidad de la propuesta los resultados serán validados en forma experimental.

5.2. FCS-MPC como linealización entrada-salida

Debido a la limitación en el tiempo de cálculo disponible y complejidad, FCS-MPC en convertidores estáticos corresponde usualmente a un controlador de horizonte uno. En general, estos controladores se caracterizan por una acción de control agresiva tipo deadbeat, lo que permite una rápida respuesta. Sin embargo, ignorando posibles restricciones, es posible encontrar que un controlador predictivo no-lineal con horizonte de predicción corto se comporta como un controlador linealizante entrada-salida [41, 42]. En efecto, considérese la siguiente planta no-

lineal y afín en la entrada definida por:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{g}(\mathbf{x}_k)u_k, \quad y_k = x_{2k}, \quad (5.1)$$

donde $\mathbf{x}_k = [x_{1k} \ x_{2k}]^T$, $\mathbf{f}(\mathbf{x}_k) = [f_1(\mathbf{x}_k) \ f_2(\mathbf{x}_k)]^T$, y $\mathbf{g}(\mathbf{x}_k) = [g_1(\mathbf{x}_k) \ g_2(\mathbf{x}_k)]^T$. Si cada tiempo de muestreo la ley de control u_k minimiza completamente la función de costo:

$$g_{k+2} = (y_k^{\text{ref}} - x_{2k+2})^2, \quad (5.2)$$

el costo g_{k+2} es 0, y la dinámica en lazo cerrado resultante, considerando un modelo ideal, está dada por:

$$z_{1k+1} = y_k^{\text{ref}}, \quad (5.3)$$

$$x_{1k+1} = f_1(\mathbf{x}_k) - \frac{g_1(\mathbf{x}_k)f_2(\mathbf{x}_k)}{g_2(\mathbf{x}_k)} + \frac{g_1(\mathbf{x}_k)}{g_2(\mathbf{x}_k)}z_{1k}, \quad (5.4)$$

$$x_{2k+1} = z_{1k}, \quad y_k = x_{2k}, \quad (5.5)$$

donde z_1 es una nueva variable de estado. De (5.3)-(5.5), es posible observar que se obtiene una relación lineal entre la referencia de salida y_k^{ref} , que es la nueva entrada, y el estado de salida x_2 , lo que corresponde a un controlador linealizante entrada-salida [41]. Sin embargo, la dinámica de la variable de estado x_1 , que generalmente es no-lineal, no se ve reflejada directamente en la salida.

Por otra parte, se conoce que los controladores linealizantes entrada-salida basados en control no-lineal pueden llevar a dinámicas internas ocultas si el grado relativo de la salida es menor que el orden del sistema [40]. Además, estas dinámicas ocultas, denominadas como dinámicas cero, pueden ser estables o inestables. En otras palabras, si estos controladores son utilizados sin prestar atención a las características del sistema, puede obtenerse una operación inestable en lazo cerrado. Dado que los controladores FCS-MPC con horizonte de predicción unitario se comportan como controladores linealizantes entrada-salida, es esperable que se presenten dificultades similares. Así, se postula que es posible utilizar el concepto de dinámicas cero para explicar el comportamiento observado en el Capítulo 3, donde, dependiendo de la salida controlada mediante la función de costo, se presenta una operación estable o inestable en el convertidor dc/dc tipo boost y el rectificador de frente activo trifásico.

5.3. Dinámicas cero en el convertidor dc/dc boost

Al linealizar entrada-salida un sistema, por ejemplo usando control no-lineal, o bien mediante el uso de un controlador MPC con horizonte unitario, éste se descompone en una parte externa y una interna. El controlador solo considera el comportamiento de la parte externa,

mientras que la parte interna restante, que no se ve reflejada en la salida, forma la dinámica interna del sistema. Para una correcta operación, se debe verificar su estabilidad, pues puede resultar inestable. Para estudiar esta situación se utiliza generalmente el concepto de dinámica cero.

En el caso de una operación en tiempo discreto, como en MPC, se presenta una dificultad adicional. El proceso de muestreo, requerido para obtener un modelo de tiempo discreto a partir del modelo de tiempo continuo, genera dinámicas cero adicionales. Las dinámicas cero resultantes del modelo no-lineal de tiempo discreto se pueden dividir en dos categorías [43, 44]: (1) dinámicas cero intrínsecas, las que tienen una contraparte en el modelo de tiempo continuo, y (2) dinámicas cero de muestreo que son generadas por este proceso.

Para simplificar el análisis, en el presente capítulo se restringirá el estudio al subconjunto de dinámicas cero intrínsecas, que corresponde a estudiar aquellas presentes en el sistema de tiempo continuo original. Se mostrará que estas dinámicas permiten explicar el comportamiento inestable del controlador al operar en lazo cerrado, lo que ocurre cuando se controla directamente el voltaje en el convertidor dc/dc tipo boost mediante FCS-MPC utilizando un horizonte de predicción unitario.

5.3.1. Definiciones preliminares

Para definir las dinámicas cero de un sistema primero se debe definir su forma normal [40].

Definición (Forma normal). *La forma normal de un sistema no-lineal de orden $n = 2$ y grado relativo $r = 1$ está definida por:*

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(\mu, \psi) + b(\mu, \psi)u \\ w(\mu, \psi) \end{bmatrix}, \quad y = \mu. \quad (5.6)$$

Nota: La forma normal de un sistema depende de la salida deseada.

Considerando la definición de la forma normal, es posible definir las dinámicas cero de un sistema.

Definición (Dinámicas cero). *Sea un sistema en su forma normal (5.6) con el origen $(0, 0)$ como su punto de equilibrio. Las dinámicas cero del sistema no-lineal se definen como las dinámicas internas del sistema cuando su salida es nula. Esto corresponde a:*

$$\dot{\psi} = w(0, \psi). \quad (5.7)$$

Para analizar el comportamiento de las dinámicas internas del convertidor boost se puede escribir su modelo no-lineal en su forma normal. Se analizarán dos casos en función de la salida

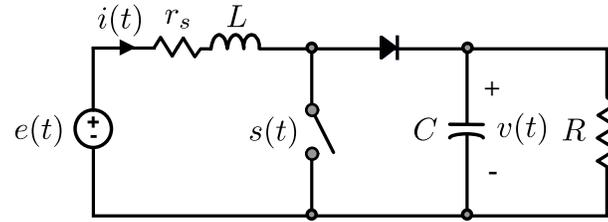


Fig. 5.1. Circuito del convertidor dc/dc tipo boost con resistencia parásita r_s .

considerada, comenzando con el voltaje en la carga, y posteriormente la corriente de entrada.

5.3.2. Voltaje de salida como salida del sistema

La Fig. 5.1 muestra el convertidor boost considerando que el inductor de entrada L posee una resistencia parásita r_s . El modelo del sistema en este caso se encuentra dado por:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{r_s}{L}i(t) - \frac{(1-s(t))}{L}v(t) + \frac{e(t)}{L}, \quad (5.8)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{(1-s(t))}{C}i(t) - \frac{1}{RC}v(t), \quad (5.9)$$

donde $i(t)$ es la corriente de entrada, $v(t)$ el voltaje de salida, $e(t)$ el voltaje de entrada, y $s(t)$ la función de conmutación, con $s(t) \in \{0, 1\}$, y donde 0 significa que el switch está apagado y 1 que está encendido, respectivamente. Por otra parte, C es el capacitor de salida, y R la resistencia de carga. Como ha sido realizado en capítulos anteriores, es conveniente para el análisis considerar un modelo promedio del convertidor, el que se puede obtener sustituyendo $s(t)$ por su valor medio $d(t) \in [0, 1]$, donde ahora $i(t)$, $v(t)$ representan los valores medios de las variables respectivas.

Considerando la salida del sistema como $y(t) = x_2(t) = v(t)$, y definiendo el vector de estados $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = [i \ v]^T$, y entrada $u(t) = d(t)$ el modelo del sistema puede ser reescrito como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u, \quad y = x_2, \quad (5.10)$$

donde $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ y $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ están dados por:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{r_s x_1}{L} - \frac{x_2}{L} + \frac{e_o}{L} \\ \frac{x_1}{C} - \frac{1}{RC}x_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

El voltaje de entrada $e(t)$, que es una perturbación, se considerará para objetivos de análisis como una constante e_o . Además, dado que r_s es generalmente pequeña, su valor será despreciado en esta sección para simplificar los resultados y el análisis. Por simple inspección, el orden del

sistema es $n = 2$. Por otra parte, derivando $y = x_2$ una vez:

$$\dot{y} = \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_1 u}{C} - \frac{1}{RC} x_2. \quad (5.12)$$

Luego, el grado relativo es $r = 1$ para $x_1 \neq 0$.

Para obtener la forma normal se debe encontrar una transformación del tipo $\mathbf{z}(\mathbf{x})$. Como el estado μ de la forma normal corresponde a la salida deseada, al escoger el voltaje $v = x_2$ como salida entonces $\mu = x_2$. El estado normal restante ψ , se obtiene a través de la condición de invertibilidad:

$$L_{\mathbf{g}}\psi = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi}{\partial x_1} & \frac{\partial \psi}{\partial x_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix} = 0, \quad (5.13)$$

donde $L_{\mathbf{g}}\psi$ denota la derivada Lie de ψ respecto al campo vectorial \mathbf{g} . La condición (5.13) es una ecuación diferencial parcial de primer orden, la que puede resolverse a través del método de características. Una solución corresponde a:

$$\psi(x_1, x_2) = \frac{L}{C} \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2}. \quad (5.14)$$

Por lo tanto, la transformación $\mathbf{z}(\mathbf{x})$ que pone al sistema (5.10) en su forma normal está dada por:

$$\mathbf{z}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mu \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \frac{L}{C} \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2} \end{bmatrix}. \quad (5.15)$$

Al usar la transformación (5.15) la forma normal del sistema, considerando el voltaje como salida, tiene la forma (5.6). Sin embargo, para encontrar las dinámicas cero la forma normal debe tener al origen como punto de equilibrio [45]. Considerando la traslación de coordenadas

$$\begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu - \mu_o \\ \psi - \psi_o \end{bmatrix}, \quad (5.16)$$

donde μ_o, ψ_o representan el punto de operación bajo análisis, la dinámica interna en las nuevas coordenadas es:

$$\dot{\zeta}_2 = e_o \sqrt{2(\zeta_2 + \psi_o) - (\zeta_1 + \mu_o)^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} - \frac{(\zeta_1 + \mu_o)^2}{RC}. \quad (5.17)$$

La dinámica cero se obtiene haciendo $\zeta_1 = 0$:

$$\dot{\zeta}_2 = e_o \sqrt{2(\zeta_2 + \psi_o) - \mu_o^2} \sqrt{\frac{1}{LC}} - \frac{\mu_o^2}{RC}. \quad (5.18)$$

Para verificar la estabilidad de la dinámica cero, se aplicará el método de linealización

de Lyapunov. La linealización de (5.18) alrededor de $\zeta_2 = 0$ está dada por:

$$\Delta \dot{\zeta}_2 = \frac{\partial}{\partial \zeta_2} \left(\frac{e_o}{\sqrt{LC}} \sqrt{2(\zeta_2 + \psi_o) - \mu_o^2} \right) \Big|_{\zeta_2=0} \Delta \zeta_2. \quad (5.19)$$

Si el coeficiente que acompaña al estado se denota por a_o :

$$a_o = \frac{e_o}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{2\psi_o - \mu_o^2}} = \frac{e_o}{Lx_{1o}}, \quad (5.20)$$

donde x_{1o} es la corriente de entrada en el punto de operación, entonces, como $a_o > 0$, la dinámica cero es inestable. Esto significa que si el voltaje se controla utilizando un controlador FCS-MPC de horizonte uno, que se comporta como un controlador linealizante entrada-salida, entonces se producirá inestabilidad interna [40].

5.3.3. Corriente de entrada como salida del sistema

Cuando la corriente de entrada se considera como salida, es decir $y = x_1$, el grado relativo debe ser reevaluado. Como la entrada u no aparece explícitamente en la salida, se deriva $y = x_1$ una vez:

$$\dot{y} = \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{x_2 u}{L} + \frac{e_o}{L}. \quad (5.21)$$

Luego, el grado relativo es $r = 1$ para $x_2 \neq 0$, y por lo tanto, hay una dinámica interna oculta.

Como la salida es diferente al caso anterior, la transformación requerida para pasar el sistema a su forma normal también cambia. El primer estado normal es ahora $\mu = y = x_1$, y la transformación es:

$$\mathbf{z}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mu \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \frac{L}{C} \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2} \end{bmatrix}. \quad (5.22)$$

Luego de aplicar la transformación, el sistema en forma normal con la corriente de entrada como salida tiene la forma (5.6). Como en el caso anterior, se aplicará una traslación de coordenadas de la forma (5.16). La dinámica interna resultante es:

$$\dot{\zeta}_2 = -\frac{1}{RC} \left(2(\zeta_2 + \psi_o) - \frac{L}{C} (\zeta_1 + \mu_o)^2 \right) + \frac{(\zeta_1 + \mu_o)e_o}{C}. \quad (5.23)$$

Considerando $\zeta_1 = 0$, la dinámica cero resultante es:

$$\dot{\zeta}_2 = -\frac{1}{RC} \left(2(\zeta_2 + \psi_o) - \frac{L}{C} \mu_o^2 \right) + \frac{\mu_o e_o}{C}. \quad (5.24)$$

La linealización tiene un polo único en $-\frac{2}{RC}$, lo que significa que la dinámica cero es estable, al contrario del caso anterior. Esto significa que al controlar la corriente de entrada utilizando

FCS-MPC de horizonte uno, en vez de controlar el voltaje, la dinámica interna resultante es estable [40], y el controlador puede operar satisfactoriamente.

5.4. Linealización de estados en el convertidor boost

Basado en el análisis anterior, es posible concluir que la dificultad para un control directo de voltaje utilizando FCS-MPC con horizonte uno en el convertidor boost es la dinámica interna inestable que resulta, dado que el controlador se comporta de la misma forma que un controlador no-lineal linealizante entrada-salida. Sin embargo, de la teoría de control no-lineal se sabe que si un controlador linealizante entrada-salida no es posible, pero si se controla una nueva salida auxiliar con grado relativo igual al orden del sistema, entonces se puede evitar la aparición de dinámicas internas, lo que permitiría resolver el problema de estabilidad. Este es el concepto de un controlador no-lineal de linealización de estados [40]. Así, esta idea lleva a proponer un controlador híbrido FCS-MPC de horizonte uno que emplea una linealización de estados, con lo que en principio sería posible abordar el problema en forma sistemática.

5.4.1. Idea conceptual

La linealización de estados es una técnica de control no-lineal basada en encontrar transformaciones de estados y de entrada, denotadas por $\mathbf{z}(\mathbf{x})$ y $u = \alpha(\mathbf{x}) + \beta(\mathbf{x})w$, respectivamente, las que convierten un sistema no-lineal con estados \mathbf{x} y entrada u en un nuevo sistema lineal con estados \mathbf{z} y entrada w . Un diagrama de bloques del esquema se muestra en la Fig. 5.2.

5.4.2. Requerimientos para la linealización

Para aplicar la linealización de estados en el convertidor dc-dc boost se deben verificar las condiciones de controlabilidad e involutividad. La condición de controlabilidad para el sistema (5.10), con \mathbf{f} y \mathbf{g} definidas por (5.11), corresponde a verificar si los campos vectoriales $\{\mathbf{g}, \text{ad}_f \mathbf{g}\}$

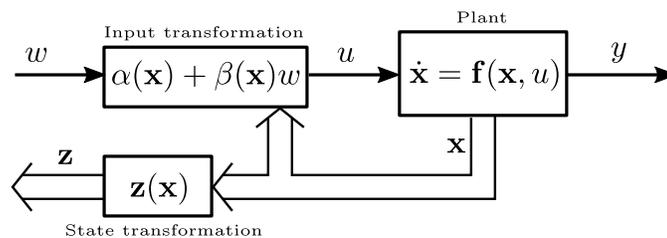


Fig. 5.2. Diagrama de bloques de la linealización de estados.

son linealmente independientes. Despreciando r_s , el paréntesis Lie $\text{ad}_f \mathbf{g}$ es:

$$\text{ad}_f \mathbf{g} = \nabla \mathbf{g} \mathbf{f} - \nabla \mathbf{f} \mathbf{g} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RLC}x_2 \\ -\frac{x_1}{RC^2} - \frac{e_o}{LC} \end{bmatrix}. \quad (5.25)$$

Luego, los campos vectoriales resultantes:

$$\{\mathbf{g}, \text{ad}_f \mathbf{g}\} = \left\{ \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -\frac{1}{RLC}x_2 \\ -\frac{x_1}{RC^2} - \frac{e_o}{LC} \end{bmatrix} \right\}, \quad (5.26)$$

son linealmente independientes y la condición se cumple. Por otra parte, la condición de involutividad del conjunto $\{\mathbf{g}\}$ debe ser también verdadera para este sistema. Es posible demostrar que un conjunto compuesto por un vector único es involutivo [40]. Así, ambas condiciones se cumplen y el modelo no-lineal del convertidor boost admite una linealización de estados.

5.4.3. Salida auxiliar

La clave para realizar la linealización de estados es encontrar una nueva salida con grado relativo igual al orden del sistema. La nueva salida auxiliar, denotada por z_1 , debe cumplir con las siguientes dos condiciones: (i) $\nabla_{z_1} \text{ad}_f^0 \mathbf{g} = \nabla_{z_1} \mathbf{g} = 0$, (ii) $\nabla_{z_1} \text{ad}_f \mathbf{g} \neq 0$. La condición (i) se traduce a una ecuación diferencial parcial de primer orden con solución:

$$z_1(x_1, x_2) = \frac{L}{C} \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2}. \quad (5.27)$$

La solución (5.27) también verifica la condición (ii) puesto que:

$$\nabla_{z_1} \text{ad}_f \mathbf{g} = -\frac{2}{RC^2} x_1 x_2 - \frac{e_o}{LC} x_2 \neq 0, \quad (5.28)$$

de ésta forma (5.27) cumple con las condiciones necesarias y puede ser utilizada para la linealización de estados.

5.4.4. Transformación de estados

La transformación de estados requerida $\mathbf{z}(\mathbf{x})$ se puede obtener como $\mathbf{z}(\mathbf{x}) = [z_1 \quad L_f z_1]^T = [z_1 \quad \nabla_{z_1} \mathbf{f}]^T$:

$$\mathbf{z}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{L}{C} \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2} \\ -\frac{r_s x_1^2}{C} + \frac{e_o x_1}{C} - \frac{x_2^2}{RC} \end{bmatrix}. \quad (5.29)$$

Por otra parte, la transformación inversa \mathbf{z}^{-1} se puede calcular como:

$$x_1 = \frac{1}{2} \left(-b_p + \sqrt{b_p^2 - 4c_p} \right), \quad (5.30)$$

$$x_2 = \sqrt{Re_o x_1 - Rr_s x_1^2 - RCz_2}, \quad (5.31)$$

donde,

$$b_p = \frac{RCe_o}{L - RCr_s}, c_p = -\frac{RC^2}{L - RCr_s} \left(\frac{2}{RC}z_1 + z_2 \right). \quad (5.32)$$

5.4.5. Transformación de entrada

La entrada del sistema linealizado w se mapea a la entrada original del sistema u a través de:

$$u = \alpha(\mathbf{x}) + \beta(\mathbf{x})w, \quad (5.33)$$

donde $\alpha(\mathbf{x})$ y $\beta(\mathbf{x})$ están dadas por:

$$\alpha(\mathbf{x}) = \frac{-L_f^2 z_1}{L_g L_f z_1}, \beta(\mathbf{x}) = \frac{1}{L_g L_f z_1}. \quad (5.34)$$

Además, $L_f^2 z_1$ y $L_g L_f z_1$ pueden ser escritas como:

$$L_f^2 z_1 = a_o x_1^2 + a_1 x_1 x_2 + a_2 x_1 + a_3 x_2 + a_4 x_2^2 + a_5, \quad (5.35)$$

$$L_g L_f z_1 = b_o x_1 x_2 + b_1 x_2, \quad (5.36)$$

con

$$a_o = \frac{2r_s^2}{LC}, a_1 = \left(\frac{2r_s}{LC} - \frac{2}{RC^2} \right), a_2 = -\frac{3r_s}{LC}e_o, \quad (5.37)$$

$$a_3 = -\frac{e_o}{LC}, a_4 = \frac{2}{(RC)^2}, a_5 = \frac{e_o^2}{LC},$$

y, $b_o = -a_1$, $b_1 = -a_3$.

5.5. FCS-MPC basado en linealización de estados

Para resolver el problema de la dinámica cero inestable al utilizar un controlador FCS-MPC de voltaje con horizonte uno, debido a que se comporta como un controlador no-lineal linealizante entrada-salida, se propone un controlador FCS-MPC híbrido de horizonte uno que incluye una etapa de linealización de estados basada en control no-lineal. El controlador propuesto selecciona la señal de conmutación requerida optimizando el valor de una función de

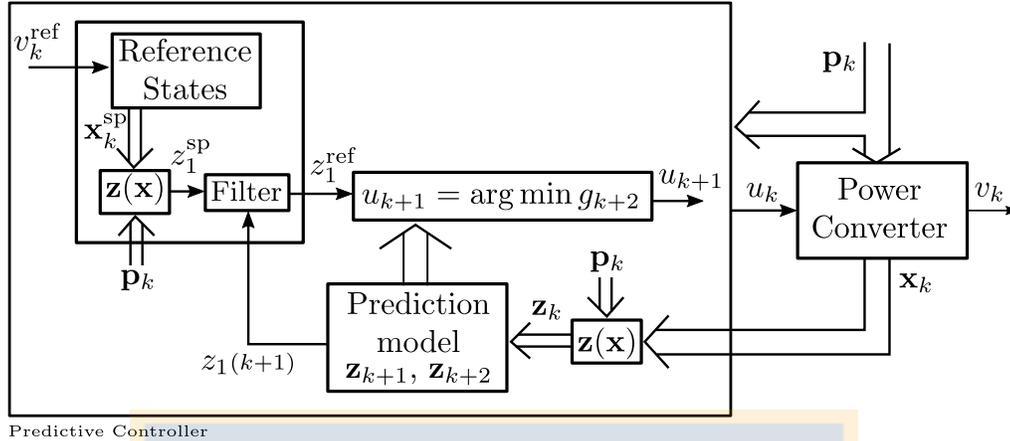


Fig. 5.3. Diagrama de bloques del controlador FCS-MPC propuesto basado en linealización de estados.

costo basada en la nueva salida, considerando las restricciones en la entrada, tal como en el esquema convencional. La Fig. 5.3 muestra un diagrama del controlador propuesto.

5.5.1. Modelo de predicción

Tal como el esquema FCS-MPC convencional, el controlador propuesto requiere un modelo de predicción. Para su obtención, se observa que luego de utilizar la transformación (5.29) y (5.33) se obtiene una planta lineal. Así, ésta puede ser discretizada y utilizada posteriormente como modelo de predicción para las variables de estado:

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{b}w \quad (5.38)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (5.39)$$

La discretización por retentor de orden cero del modelo (5.38)-(5.39) es:

$$\mathbf{z}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{z}_k + \mathbf{b}_d w_k, \quad (5.40)$$

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_d = \begin{bmatrix} T^2/2 \\ T \end{bmatrix}, \quad (5.41)$$

donde T es el tiempo de muestreo.

Para realizar la predicción, los valores válidos de la función de conmutación s o entrada $u \in \{0, 1\}$ deben ser mapeados a la nueva entrada w del sistema. Considerando la transformación

de entrada (5.33), la nueva entrada es:

$$w_k = \frac{u_k - \alpha(\mathbf{x}_k)}{\beta(\mathbf{x}_k)}, \quad (5.42)$$

donde $\alpha(\mathbf{x}_k)$ y $\beta(\mathbf{x}_k)$ están dadas por (5.34) y dependen de las variables de estado \mathbf{x} en el tiempo de muestreo k .

5.5.2. Minimización de la función de costo

La primera salida del sistema tras la linealización de estados, z_1 , tiene grado relativo igual al orden del sistema para el caso continuo. La función de costo a utilizar es:

$$g_{k+2} = (z_1^{\text{ref}} - z_{1k+2})^2 \quad (5.43)$$

donde z_1^{ref} se obtiene mapeando el valor deseado del voltaje de salida a la nueva variable de estado z_1 . Tal como en FCS-MPC convencional, se considera una compensación del retardo debido al cálculo. Para ello, se realiza una predicción de las variables de estado en el tiempo $k + 1$ usando el modelo (5.40) con la entrada u_k ya determinada en el tiempo de muestreo anterior. Sin embargo, la entrada u_k debe ser mapeada a w_k usando la transformación (5.33), la que depende del valor actual de las variables de estado.

Para optimizar la función de costo en $k + 2$ se debe realizar una predicción adicional. Para el tiempo $k + 2$ el modelo de predicción es:

$$\mathbf{z}_{k+2} = \mathbf{A}_d \mathbf{z}_{k+1} + \mathbf{b}_d w_{k+1}. \quad (5.44)$$

A través del modelo se evalúan los posibles valores de w_{k+1} , los que dependen de los valores posibles de $u \in \{0, 1\}$ y de las variables de estado \mathbf{x}_{k+1} a través de la transformación de entrada (5.33). Usando el modelo de predicción (5.40) se obtienen las variables de estado del sistema lineal \mathbf{z}_{k+1} . Posteriormente, mediante la transformación de estados (5.29) se predicen las variables de estado \mathbf{x}_{k+1} . La predicción se utiliza para obtener los coeficientes de la transformación de entrada en el tiempo $k + 1$, $\alpha(\mathbf{x}_{k+1})$ y $\beta(\mathbf{x}_{k+1})$. Finalmente, el modelo se puede evaluar para los dos posibles valores de la entrada, w_{k+1}^0 y w_{k+1}^1 , correspondientes a los valores $u_{k+1} = 0$ y $u_{k+1} = 1$, respectivamente:

$$\{w_{k+1}^0, w_{k+1}^1\} = \left\{ \frac{-\alpha(\mathbf{x}_{k+1})}{\beta(\mathbf{x}_{k+1})}, \frac{1 - \alpha(\mathbf{x}_{k+1})}{\beta(\mathbf{x}_{k+1})} \right\}. \quad (5.45)$$

El valor de u correspondiente al valor de w_{k+1} que minimiza la función de costo (5.43) es seleccionado para ser aplicado por el controlador en el siguiente tiempo de muestreo.

5.5.3. Trayectoria de referencia

El voltaje de salida v del convertidor se controla a través de la nueva salida z_1 , que corresponde a una de grado relativo completo. Para lograr este objetivo se debe encontrar una referencia apropiada para z_1 , la que se denotará por z_1^{sp} . Para ello, se utilizará la transformación de estados (5.29), la que requiere un valor para la corriente de entrada x_1 . Un valor apropiado para x_1 , que se denotará por x_1^{sp} , se puede calcular como función del voltaje deseado v^{ref} a través de un balance de potencias entrada-salida:

$$x_{1k}^{\text{sp}} = \frac{1}{2r_s} \left(e_k - \sqrt{e_k^2 - 4r_s R v_k^{\text{ref}}} \right). \quad (5.46)$$

Por otra parte, los controladores predictivos de horizonte corto se caracterizan por una respuesta agresiva y poca robustez ante error en parámetros. Además, se encuentra que existe un trade-off entre el ancho de banda del controlador y el sobrepaso negativo inicial de la respuesta de voltaje. En otras palabras, mayor velocidad de respuesta se ve reflejada en un mayor sobrepaso negativo en la respuesta de voltaje a un cambio escalón en su referencia. Para mejorar el comportamiento del controlador, se considerará una trayectoria de referencia lineal o filtro de setpoint [42]. La trayectoria de referencia para la salida z_1 corresponderá a la siguiente ecuación de diferencias:

$$z_{1k+2}^{\text{ref}} = z_{1k}^{\text{sp}} + \alpha_r (z_{1k+1} - z_{1k}^{\text{sp}}), \quad (5.47)$$

donde α_r debe estar dentro del círculo unitario para asegurar su estabilidad, y se asume que $z_{1k+1}^{\text{sp}} = z_{1k}^{\text{sp}}$. Ajustando el valor de α_r es posible sintonizar la velocidad de repuesta resultante. Valores más cercanos a 1 implican una respuesta más lenta.

5.5.4. Diagrama de flujo del algoritmo

La implementación del algoritmo se resume en la Fig. 5.4 y puede ser dividida en las siguientes etapas:

Paso 1 Medición: Se miden las variables de estado \mathbf{x}_k , que corresponden a la corriente de entrada y el voltaje de salida, además de la referencia de voltaje de salida deseada.

Paso 2 Aplicación: El estado de conmutación del convertidor se establece de acuerdo a u_k^{opt} , ya determinado en el tiempo de muestreo anterior.

Paso 3 Transformación: Las variables de estado \mathbf{x}_k y la entrada u_k^{opt} , se transforman a las nuevas variables de estado \mathbf{z}_k y entrada w_k , usando (5.29) y (5.33).

Paso 4 Compensación de retardo: Usando el modelo (5.40), se predicen los valores del sistema transformado en $k+1$, \mathbf{z}_{k+1} . Posteriormente, usando la transformación inversa \mathbf{z}^{-1} (5.30)-

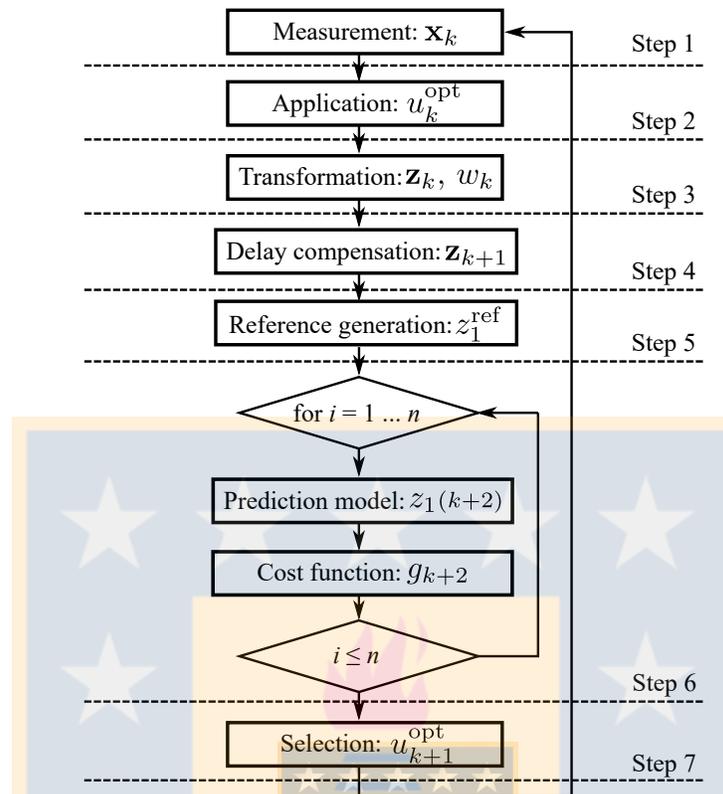


Fig. 5.4. Diagrama de flujo del algoritmo FCS-MPC propuesto basado en linealización de estados.

(5.31), se recuperan las variables de estado del sistema original en $k + 1$, \mathbf{x}_{k+1} , de forma que se puede calcular la transformación de entrada en $k + 1$ usando (5.33) con el valor predicho de \mathbf{x}_{k+1} .

Paso 5 *Generación de referencia*: El valor deseado del setpoint para z_1^{sp} se obtiene a partir del valor deseado del voltaje de salida v^{ref} . En función de este valor se genera la trayectoria de referencia para z_1^{ref} usando el filtro (5.47).

Paso 6 *Predicción*: El modelo (5.44) es empleado para predecir el valor de la salida z_1 en el tiempo $k + 2$ para cada valor de entrada w_{k+1} y para evaluar g_{k+2} definido por (5.43). Los valores permitidos de w_{k+1} , mostrados en (5.45), son obtenidos mapeando las entradas $u_{k+1} \in \{0, 1\}$ usando (5.33) obtenida en el Paso 4.

Paso 7 *Selección*: El valor óptimo de la entrada u_{k+1}^{opt} se selecciona como aquel que minimiza el valor de g_{k+2} definido por (5.43). El algoritmo retorna posteriormente al Paso 1.

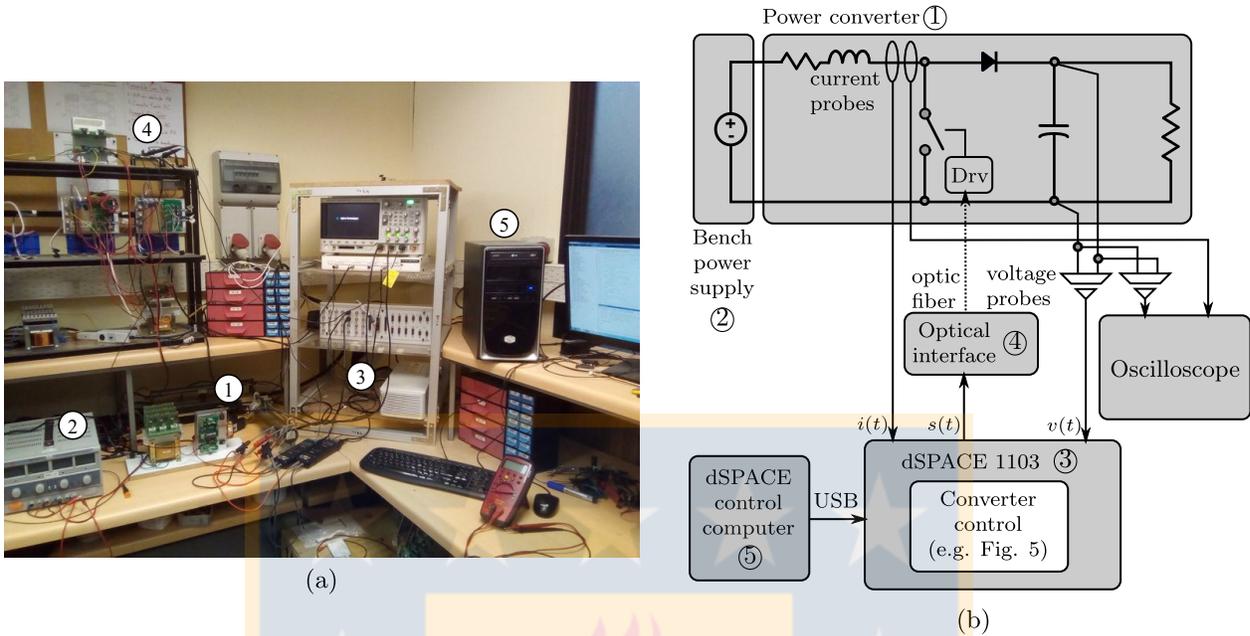


Fig. 5.5. Setup experimental del convertidor boost.

(a) Foto del setup, (b) Diagrama de bloques.

(①: convertidor dc-dc boost; ②: fuente de poder dc; ③: dSPACE 1103; ④: interfaz óptica; ⑤: computador de control.)

Tabla 5.1. Parámetros del setup experimental del convertidor boost

| Parámetro | Valor |
|--|-------------------|
| L (inductancia del convertidor) | 4 mH |
| r_s (resistencia parásita del inductor) | 0.7 Ω |
| C (capacitancia del convertidor) | 100 μF |
| R (resistencia de carga) | 18 Ω |
| e (voltaje de entrada) | 20 V |
| F_s (frecuencia de muestreo del controlador) | 20 kHz |

5.6. Resultados experimentales

Para verificar la validez de la propuesta se construyó un convertidor dc-dc boost prototipo utilizando un IGBT G4PC40UD y un diodo RURG5060, con los parámetros descritos en la Tabla 5.1. Los algoritmos de control se implementaron en una plataforma de control dSPACE 1103. El setup experimental y el diagrama de bloques correspondiente se muestran en las Fig. 5.5 (a) y (b), respectivamente.

El estudio experimental comenzará mostrando el problema de estabilidad que surge al utilizar FCS-MPC con horizonte uno en el convertidor dc-dc boost, que es un sistema de fase no-mínima. Luego, una estructura de control convencional en cascada, compuesta por un controlador externo de voltaje PI con un controlador interno de corriente FCS-MPC de horizonte uno,

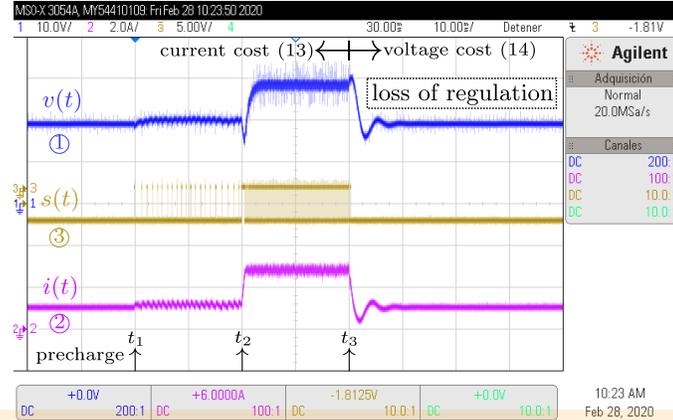


Fig. 5.6. Transición de función de costo en FCS-MPC en el convertidor boost.

se evalúa como punto de comparación. Finalmente, la propuesta es evaluada experimentalmente bajo las mismas condiciones, realizando además un estudio ante variación de parámetros.

5.6.1. FCS-MPC con función de costo de voltaje

Para confirmar experimentalmente el problema que se origina al usar FCS-MPC con horizonte de predicción unitario en un sistema de fase no-mínima como el convertidor boost, se realiza una prueba que considera la transición de una función de costo basada en la corriente de entrada $g_{k+2} = (i_{k+2}^{\text{ref}} - i_{k+2})^2$, (3.36), a una función de costo basada en el voltaje de salida $g_{k+2} = (v_{k+2}^{\text{ref}} - v_{k+2})^2$, (3.35). Los resultados se muestran en la Fig. 5.6.

La Fig. 5.6 muestra el voltaje de salida $v(t)$, la señal de conmutación $s(t)$, y la corriente de entrada $i(t)$ del convertidor. Los instantes donde ocurren cambios se representan por t_1 , t_2 , and t_3 . La secuencia considera hasta el tiempo t_1 la precarga inicial del capacitor e inductor, manteniendo el switch apagado. Luego, en el tiempo t_1 se habilita el controlador FCS-MPC de horizonte uno con función de costo basada en corriente de entrada (3.36), utilizando una referencia precalculada para obtener un voltaje de salida de 20(V). Posteriormente, en t_2 , la referencia de corriente se aumenta para mover el voltaje de salida a 30(V). Como puede observarse, la corriente es correctamente controlada por el controlador FCS-MPC. Este incremento en el voltaje de salida será utilizado para mostrar el problema explícitamente al usar una función de costo de voltaje.

En el tiempo t_3 , el controlador FCS-MPC se modifica para utilizar la función de costo (3.35). La referencia de voltaje de salida se mantiene en 30(V). Sin embargo, luego de un corto transiente, el controlador FCS-MPC basado en función de costo de voltaje no es capaz de regular el voltaje de salida. En efecto, desde este instante el switch permanece apagado, y el voltaje de salida disminuye continuamente hasta que se hace igual al voltaje de entrada.

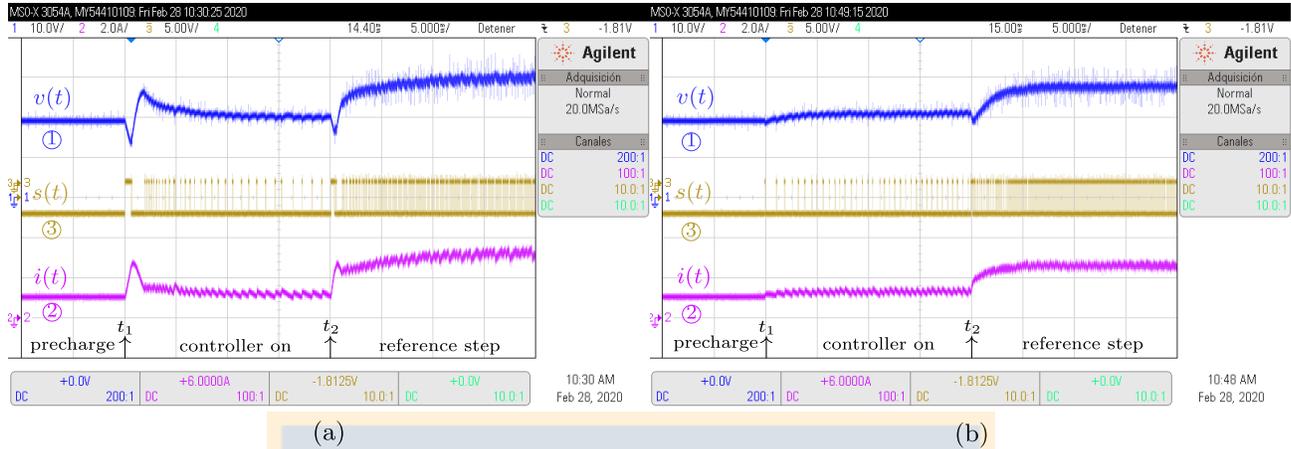


Fig. 5.7. Control de corriente FCS-MPC + PI voltaje versus controlador basado en linealización de estados en el convertidor boost.

(a) controlador de corriente FCS-MPC con PI de voltaje, (b) controlador propuesto basado en linealización de estados.

5.6.2. Control de voltaje PI con control FCS-MPC de corriente

Para tener un punto de comparación para la propuesta se considera como una solución convencional para el control del voltaje un controlador PI. Éste último genera una referencia de corriente que es alimentada a un controlador FCS-MPC de horizonte uno con función de costo de corriente.

El primer paso necesario es el diseño del controlador PI de voltaje. Como se trata de un esquema en cascada, el controlador de voltaje debe ser al menos 5 veces más lento que el controlador de corriente. La respuesta dinámica del lazo de corriente tiene un rise time aproximado de $t_r = 0.625(\text{ms})$, lo que implica una constante de tiempo equivalente $\tau \approx t_r/2.2$. Así, el ancho de banda máximo en lazo cerrado debería ser a lo más $\omega_{\max} = 1/(5\tau) \approx 700(\text{rad/s})$. Se diseña un controlador PI de tiempo discreto para esta condición límite, con polos cuya ubicación corresponde a una frecuencia natural $\omega_n = 700(\text{rad/s})$ y un factor de amortiguamiento $\zeta = 1$. Los parámetros resultantes son una ganancia proporcional $k_p = 0.0839$ y una integral $k_i = 0.0024$.

Para verificar la operación del controlador en cascada se aplica un cambio escalón en la referencia de voltaje de salida de 20(V) a 30(V). Los resultados experimentales se muestran en la Fig. 5.7 (a). Los instantes en los que ocurren cambios son t_1 y t_2 . Inicialmente y hasta el instante t_1 , se precarga el capacitor y el inductor, manteniendo el switch en estado apagado. Luego, en el instante t_1 se habilita el controlador con una referencia de voltaje de 20(V). El voltaje de salida llega al valor deseado luego de aproximadamente 8(ms). En t_2 se realiza un cambio escalón en la referencia de voltaje de salida pasando de 20(V) a 30(V). El controlador sigue la referencia correctamente luego de 8(ms).

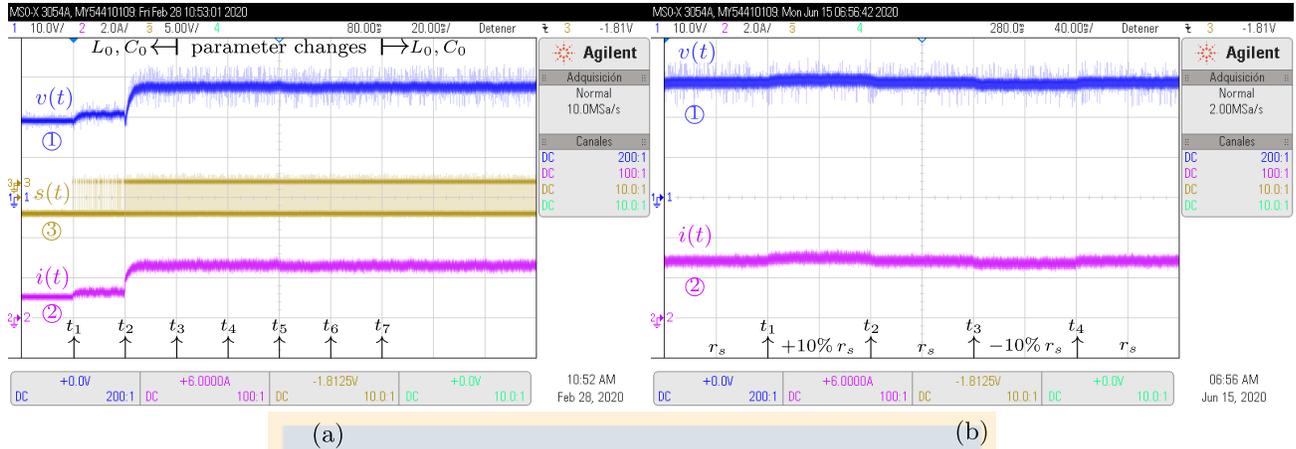


Fig. 5.8. Comportamiento de FCS-MPC con linealización de estados ante parámetros incorrectos.

(a) variación en valor de inductancia L y capacitor C , (b) variación en resistencia parásita r_s .

5.6.3. Algoritmo FCS-MPC con linealización de estados propuesto

La Fig. 5.7 (b) muestra la operación del esquema FCS-MPC propuesto basado en linealización de estados para evitar el problema de las dinámicas cero inestables. Para comparar los resultados con el controlador de la sección anterior se mantienen las mismas condiciones y se realizan los mismos experimentos. La prueba considera un cambio escalón en la referencia de voltaje de salida de 20(V) a 30(V). Como en la prueba anterior, hasta el instante t_1 el switch se mantiene apagado para precargar el capacitor y el inductor. Luego, en el instante t_1 se activa el controlador propuesto con una referencia de voltaje de 20(V). El controlador comienza a controlar el voltaje de salida al valor deseado. En el instante t_2 se aplica un cambio escalón en la referencia de voltaje de 20(V) a 30(V). El controlador propuesto regula correctamente el voltaje a su nueva condición sin sobrepaso. La respuesta converge al voltaje deseado luego de aproximadamente 5(ms), así como la corriente de entrada, comparado a 8(ms) en el caso anterior basado en controlador PI. Además, se obtiene operación estable, a diferencia del controlador FCS-MPC de horizonte uno con función de costo de voltaje.

5.6.4. Robustez del algoritmo propuesto

En aplicaciones prácticas el valor de inductancia del inductor varía de acuerdo al nivel de corriente y la capacitancia del capacitor varía a medida que éste envejece. Por estos motivos es importante verificar la robustez del algoritmo ante variaciones en estos parámetros. Para verificar esta propiedad se consideran cambios en los valores del modelo en la prueba experimental. Se considera una secuencia de cambios en los parámetros del modelo para estudiar el comportamiento del controlador propuesto. Los resultados se muestran en la Fig. 5.8.

La Fig. 5.8 (a) muestra hasta el instante t_3 el establecimiento de las condiciones de prueba.

Durante $0 \leq t < t_1$ el switch se encuentra apagado para precargar el inductor y capacitor como en las pruebas anteriores. Desde el instante t_1 el controlador propuesto opera con parámetros nominales y con una referencia de 20(V). Posteriormente, en el instante t_2 , se aplica un cambio escalón en la referencia de voltaje a 30(V).

La secuencia de prueba para variación de parámetros comienza en el instante $t = t_3$, desde el cual los parámetros se cambian cada 20(ms). La secuencia corresponde a la siguiente. En el instante t_3 , se incrementa la inductancia en 20 % de su valor nominal L_0 , luego en t_4 se reduce a 80 % de su valor nominal. Posteriormente, en t_5 , el valor de capacitancia del capacitor en el modelo se incrementa 20 % de su valor nominal C_0 . Luego, en t_6 , se reduce a 80 % de su valor nominal. En $t = t_7$ los parámetros del modelo se devuelven a sus valores nominales. Como se observa de la Fig. 5.8 (a), el controlador es estable y el voltaje se mantiene cercano al valor de referencia.

Por otra parte, la resistencia serie del inductor r_s depende del inductor utilizado y de los cables con los cuales se conecta la alimentación. Puede también verse modificada por el calentamiento del inductor durante la operación. Para estudiar el comportamiento del controlador se aplica una serie de cambios escalón de 10 % del valor nominal en los parámetros del modelo. Los resultados se muestran en la Fig. 5.8 (b). Durante $0 \leq t < t_1$ el valor de r_s corresponde al nominal. En el instante $t = t_1$ se incrementa el valor en un 10 %. Luego, en $t = t_2$, el valor se retorna al nominal. En $t = t_3$, r_s se reduce en un 10 %. Finalmente, en $t = t_4$, el parámetro se retorna a su valor nominal. Se puede observar que el controlador continua siendo estable cuando el valor no es el correcto, sin embargo aparece un error en estado estacionario, debido a que el controlador no posee acción integral. Este problema puede ser mitigado de distintas maneras. En la siguiente sección se propondrá una solución simple para abordar este problema.

5.6.5. Efecto de perturbaciones y error en estado estacionario

Además de las pruebas realizadas anteriormente, se debe estudiar el comportamiento del controlador ante la presencia de perturbaciones. En el convertidor boost existen al menos dos fuentes de perturbaciones que pueden ser consideradas. Por ejemplo, el voltaje de entrada que alimenta el convertidor $e(t)$ puede variar desde su condición nominal durante la operación. Por otra parte, la resistencia de carga R puede variar dependiendo de la carga presente. Para evaluar el comportamiento, se aplican cambios escalón de 10 % en ambas variables en el modelo, cuyos resultados se muestran en la Fig. 5.9 (a) y Fig. 5.9 (c), para el voltaje de entrada y resistencia de carga, respectivamente. En ambos casos se obtiene una operación estable, sin embargo aparece error en estado estacionario debido al error presente en el modelo.

Como se indicó anteriormente, el error en estado estacionario se puede mitigar de diferentes maneras. Una forma simple de abordarlo es considerar una acción integral que modifica

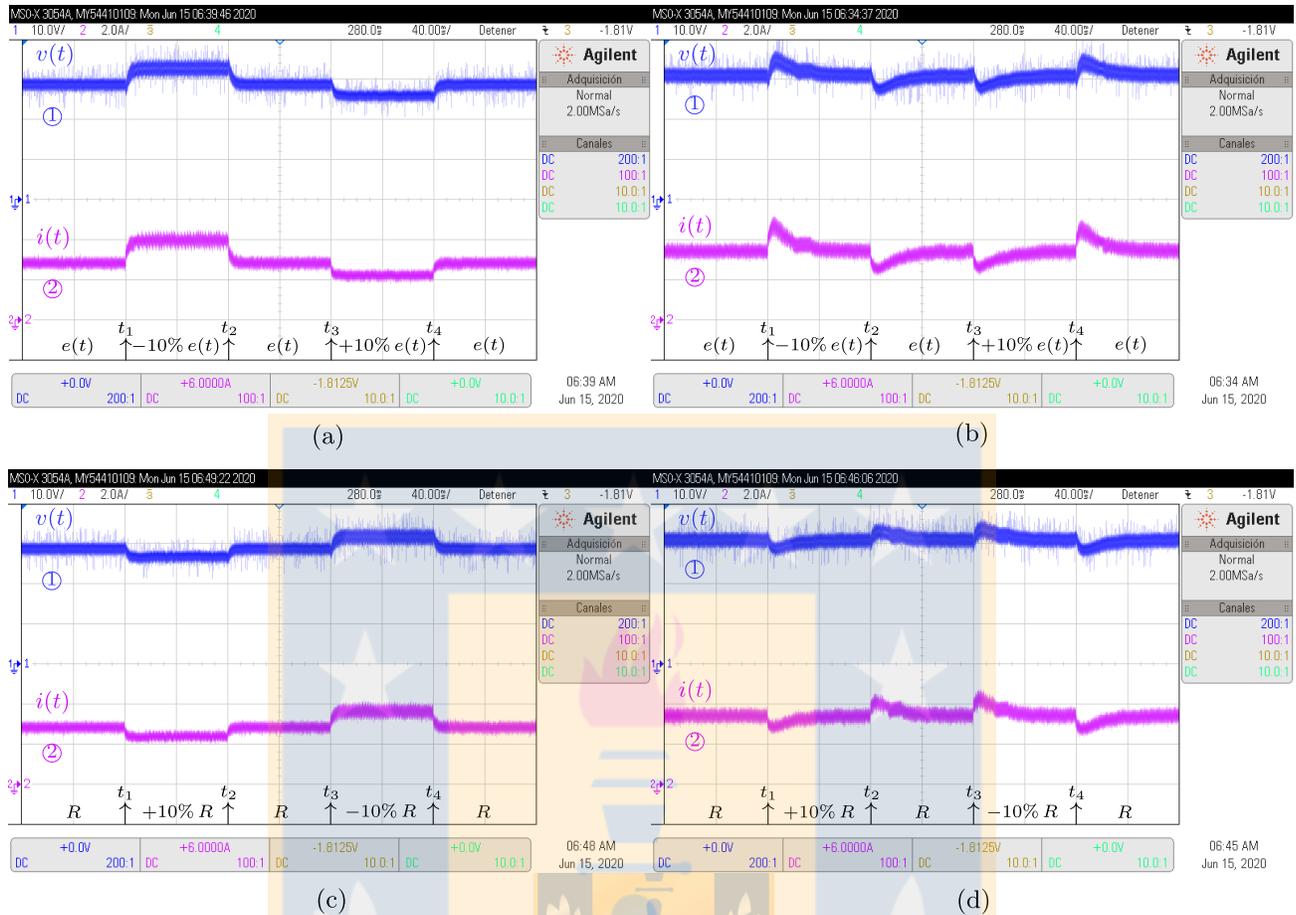


Fig. 5.9. Comportamiento de FCS-MPC con linealización de estados ante perturbaciones.

- (a) cambio en tensión de entrada $e(t)$ sin compensación; (b) ídem, con compensación;
 (c) cambio en resistencia de carga R sin compensación; (d) ídem, con compensación.

el setpoint con un término de compensación, el que estará compuesto por la integral del error. El nuevo setpoint compensado será:

$$v_k^{\text{ri}} = v_k^{\text{ref}} + \delta v_k^{\text{ref}}, \quad (5.48)$$

donde δv_k^{ref} está dado por:

$$\delta v_k^{\text{ref}} = \delta v_{k-1}^{\text{ref}} + k_i T e_k = \delta v_{k-1}^{\text{ref}} + k_i T (v_k^{\text{ref}} - v_k). \quad (5.49)$$

Usando la compensación indicada, se repite el experimento para variaciones tanto de voltaje de entrada y resistencia de carga, utilizando $k_i = 50$. Los resultados se muestran en las Fig. 5.9 (b) y (d), respectivamente. Como se puede observar, el término de compensación elimina exitosamente el error en estado estacionario.

5.7. Discusión

Este capítulo ha presentado una forma efectiva para abordar el comportamiento de fase no-mínima en el control predictivo del convertidor boost considerando un horizonte de predicción unitario. Particularmente, se ha comprobado que el concepto de dinámicas cero de la teoría de control no-lineal resulta ser una herramienta útil para analizar el comportamiento de FCS-MPC con horizonte unitario cuando se aplica en convertidores, dado que éste se comporta en forma análoga a un controlador linealizante entrada - salida. En efecto, las dinámicas cero reflejan los problemas de estabilidad que surgen cuando se considera una función de costo de voltaje para el control del convertidor boost. En base a este concepto, para abordar esta problemática se ha propuesto un controlador FCS-MPC híbrido que utiliza el concepto de linealización de estados de la teoría de control no-lineal. Al contrario de la propuesta del capítulo anterior, la estrategia es más general ya que no impone requerimientos adicionales sobre el grado relativo del sistema. El algoritmo resultante permite controlar el voltaje de salida del convertidor utilizando un horizonte de predicción unitario, eliminando la necesidad de incrementar el horizonte de predicción y manteniendo un requerimiento computacional limitado que es deseable en éstas aplicaciones. Por otra parte, la propuesta requiere que el convertidor admita la linealización de estados, lo que se debe evaluar. En el caso de admitir esta linealización, también se requiere obtener la salida que permita realizarla, lo cual generalmente no es trivial.

Capítulo 6

FCS-MPC en el convertidor boost utilizando diferentes tiempos de muestreo

6.1. Introducción

Hasta el momento se han propuesto dos formas para abordar el control predictivo con horizonte de predicción unitario en el convertidor boost empleando herramientas provistas por la teoría de control no-lineal. Sin embargo, éstas requieren de un análisis matemático no trivial para obtener las transformaciones y/o salidas deseadas. Por otra parte, los métodos propuestos anteriormente se basan en características del sistema en tiempo continuo. Sin embargo, para obtener una solución más sencilla puede ser útil el considerar la naturaleza discreta del controlador. En efecto, este capítulo estudiará el sistema desde el punto de vista discreto para proponer una solución alternativa más sencilla aprovechando propiedades del proceso de muestreo.

6.2. Análisis lineal simplificado en tiempo discreto

De acuerdo a los resultados anteriores, el controlador FCS-MPC de horizonte uno se comporta como una linealización entrada-salida. Así, es posible realizar un análisis simplificado del convertidor dc/dc tipo boost, Fig. 6.1, en lazo cerrado omitiendo las restricciones en la entrada y asumiendo que el modelo discretizado es una buena representación del sistema continuo. Esto permitirá analizar el comportamiento del controlador mediante las herramientas clásicas. A continuación se analizará, a través de una representación linealizada, el comportamiento de las distintas funciones de costo, y se estudiará si es posible obtener una que permita abordar el problema de forma sencilla.

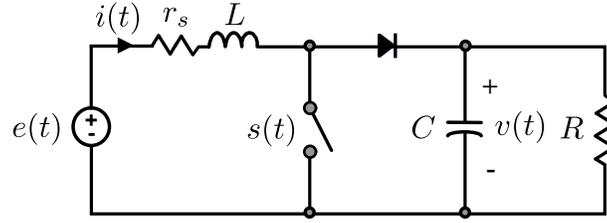


Fig. 6.1. Circuito del convertidor dc/dc tipo boost con resistencia parásita r_s .

6.2.1. Función de costo basada en corriente de entrada

El primer caso a analizar será el de la función de costo basada en la corriente de entrada, la que está dada por:

$$g_{k+2} = (i_{k+2}^* - i_{k+2})^2, \quad (6.1)$$

donde i_{k+2} es la corriente de entrada en el tiempo $k+2$ e i_{k+2}^* su referencia. El modelo promedio del convertidor boost, Fig. 6.1, discretizado mediante una aproximación de Euler, y despreciando r_s , está dado por (3.33)-(3.34):

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= i_k - \frac{T}{L}(1-d_k)v_k + \frac{T}{L}e_k, \\ v_{k+1} &= \frac{T}{C}(1-d_k)i_k + \left(1 - \frac{T}{RC}\right)v_k. \end{aligned} \quad (6.2)$$

Luego, la corriente i_{k+2} debería cumplir:

$$i_{k+2} = i_{k+1} - \frac{T}{L}(1-d_{k+1})v_{k+1} + \frac{T}{L}e_{k+1}. \quad (6.3)$$

Por otra parte, asumiendo que la entrada d_{k+1} se escoge tal que la función de costo es 0, se tiene que $i_{k+2} = i_{k+2}^*$ de forma que:

$$i_{k+2}^* = i_{k+1} - \frac{T}{L}(1-d_{k+1})v_{k+1} + \frac{T}{L}e_{k+1}, \quad (6.4)$$

de donde, ignorando posibles restricciones, se puede obtener el valor necesario de la entrada $d(k+1)$:

$$d_{k+1} = \frac{1}{v_{k+1}} \left(\frac{L}{T}i_{k+2}^* - e_{k+1} - \frac{L}{T}i_{k+1} + v_{k+1} \right). \quad (6.5)$$

Dado que el valor de la referencia se requiere en $k+2$, se puede asumir que ésta es un valor constante, por lo que $i_{k+2}^* = i_k^*$, al igual que el valor futuro de la perturbación $e_{k+1} = e_k$:

$$d_{k+1} = \frac{1}{v_{k+1}} \left(\frac{L}{T}i_k^* - e_k - \frac{L}{T}i_{k+1} + v_{k+1} \right). \quad (6.6)$$

De la expresión anterior es posible encontrar la entrada requerida en el tiempo k en función de las variables conocidas:

$$d_k = \frac{1}{v_k} \left(\frac{L}{T} i_{k-1}^* - e_{k-1} - \frac{L}{T} i_k + v_k \right). \quad (6.7)$$

Reemplazando en el modelo (6.2) es posible obtener las ecuaciones que representan el sistema en lazo cerrado:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= i_{k-1}^* - \frac{T}{L} e_{k-1} + \frac{T}{L} e_k, \\ v_{k+1} &= -\frac{L}{C} \frac{i_k}{v_k} i_{k-1}^* + \frac{T}{C} \frac{i_k}{v_k} e_{k-1} + \frac{L}{C} \frac{i_k}{v_k} i_k + \left(1 - \frac{T}{RC} \right) v_k. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Es posible observar que en lazo cerrado existe una relación directa entre la corriente de entrada y su referencia con un retardo de 2 tiempos de muestreo, además, si la perturbación es constante entonces los valores son idénticos. Para obtener un modelo en espacio de estados se definen nuevas variables de estado $z_{1k} = i_{k-1}^*$ y $z_{2k} = e_{k-1}$, con lo que el modelo queda dado por:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= z_{1k} - \frac{T}{L} z_{2k} + \frac{T}{L} e_k, \\ v_{k+1} &= -\frac{L}{C} \frac{i_k}{v_k} z_{1k} + \frac{T}{C} \frac{i_k}{v_k} z_{2k} + \frac{L}{C} \frac{i_k}{v_k} i_k + \left(1 - \frac{T}{RC} \right) v_k, \\ z_{1k+1} &= i_k^*, \\ z_{2k+1} &= e_k. \end{aligned} \quad (6.9)$$

Es evidente que la primera ecuación es un sistema lineal, confirmando la propiedad linealizante del controlador. Por otra parte, la segunda ecuación, correspondiente a la dinámica de voltaje, muestra un comportamiento no-lineal con respecto a la corriente de referencia.

Para analizar la estabilidad del sistema resultante se procederá a su linealización. La estabilidad del sistema depende de los valores propios de la matriz de estados de su linealización. Considerando el vector de estados $\mathbf{x}_k = [i_k \ v_k \ z_{1k} \ z_{2k}]^T$, la matriz de estados $\mathbf{A}_d = \partial \mathbf{f}_d / \partial \mathbf{x}_k$ está dada por:

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{T}{L} \\ -\frac{L}{C} \frac{z_{1o}}{v_o} + \frac{T}{C} \frac{z_{2o}}{v_o} + \frac{2L}{C} \frac{i_o}{v_o} & \frac{L}{C} \frac{i_o z_{1o}}{v_o^2} - \frac{T}{C} \frac{i_o z_{2o}}{v_o^2} - \frac{L}{C} \frac{i_o^2}{v_o^2} + \left(1 - \frac{T}{RC} \right) & -\frac{L}{C} \frac{i_o}{v_o} & \frac{T}{C} \frac{i_o}{v_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.10)$$

La matriz resulta ser equivalente por filas a una matriz triangular \mathbf{A}_{eq} permutando la primera

y segunda fila, por lo que los valores propios están dados por los valores en su diagonal:

$$\lambda(\mathbf{A}_d) = \lambda(\mathbf{A}_{\text{eq}}) = \left\{ 0, 0, 0, -\frac{L}{C} \frac{z_{1o}}{v_o} + \frac{T}{C} \frac{z_{2o}}{v_o} + \frac{2L}{C} \frac{i_o}{v_o} \right\}, \quad (6.11)$$

de donde se observan 3 valores propios en 0, que corresponden a dinámicas estables, y un valor propio que depende de los parámetros y del punto de operación. Para determinar las condiciones que deben cumplirse para la estabilidad, se impone que este valor propio se encuentre dentro del círculo unitario, lo que lleva a la condición:

$$-\frac{L}{C} \frac{z_{1o}}{v_o} + \frac{T}{C} \frac{z_{2o}}{v_o} + \frac{2L}{C} \frac{i_o}{v_o} < 1. \quad (6.12)$$

En estado estacionario debe cumplirse que $z_{1o} = i_o$ y $z_{2o} = e_o$, de forma que la condición anterior es equivalente a:

$$-\frac{L}{C} \frac{i_o}{v_o} + \frac{T}{C} \frac{e_o}{v_o} + \frac{2L}{C} \frac{i_o}{v_o} < 1. \quad (6.13)$$

Considerando por balance de potencias que $i_o = (v_o)^2 / (R e_o)$ es posible llegar a que la estabilidad dependerá del tiempo de muestreo a través de:

$$T < C - \frac{L v_o}{R e_o} < C \frac{v_o}{e_o} - \frac{L v_o^2}{R e_o^2} = \frac{v_o}{e_o} \left(C - \frac{L v_o}{R e_o} \right), \quad (6.14)$$

donde se ha empleado también el hecho que el convertidor requiere que $v_o \geq e_o$. Así, siempre es posible escoger un valor para T de tal forma que se tiene un sistema estable.

6.2.2. Función de costo basada en voltaje de salida

Ahora se analizará el caso de la función de costo basada en el voltaje de salida. La función de costo a considerar es:

$$g_{k+2} = (v_{k+2}^* - v_{k+2})^2, \quad (6.15)$$

en donde ahora se minimiza el error entre la predicción del voltaje de salida y su referencia. Considerando el modelo (6.2), el voltaje v_{k+2} debe cumplir con:

$$v_{k+2} = \frac{T}{C} (1 - d_{k+1}) i_{k+1} + \left(1 - \frac{T}{RC} \right) v_{k+1}. \quad (6.16)$$

Por otra parte, la entrada d_{k+1} debe ser tal que $v_{k+2} = v_{k+2}^*$ de donde:

$$d_{k+1} = \frac{1}{i_{k+1}} \left(-\frac{C}{T} v_{k+2}^* + \left(\frac{C}{T} - \frac{1}{R} \right) v_{k+1} + i_{k+1} \right). \quad (6.17)$$

La expresión anterior requiere un valor futuro de la referencia v_{k+2}^* . Para resolver este problema, se suele considerar que este valor es igual al de la referencia en el tiempo k , con lo que $v_{k+2}^* = v_k^*$, por tanto:

$$d_{k+1} = \frac{1}{i_{k+1}} \left(-\frac{C}{T} v_k^* + \left(\frac{C}{T} - \frac{1}{R} \right) v_{k+1} + i_{k+1} \right). \quad (6.18)$$

La entrada en el tiempo k se puede obtener a partir de la expresión anterior, resultando en:

$$d_k = \frac{1}{i_k} \left(-\frac{C}{T} v_{k-1}^* + \left(\frac{C}{T} - \frac{1}{R} \right) v_k + i_k \right), \quad (6.19)$$

y reemplazando en el modelo del sistema se tiene que:

$$i_{k+1} = i_k + \left(\frac{C}{L} - \frac{T}{RL} \right) \frac{v_k}{i_k} v_k - \frac{C}{L} \frac{v_k}{i_k} v_{k-1}^* + \frac{T}{L} e_k \quad (6.20)$$

$$v_{k+1} = v_{k-1}^*.$$

Para obtener el modelo en espacio de estados se define una nueva variable de estado $z_{1k} = v_{k-1}^*$, así:

$$i_{k+1} = i_k + \left(\frac{C}{L} - \frac{T}{RL} \right) \frac{v_k}{i_k} v_k - \frac{C}{L} \frac{v_k}{i_k} z_{1k} + \frac{T}{L} e_k \quad (6.21)$$

$$v_{k+1} = z_{1k}$$

$$z_{1k+1} = v_k^*,$$

de donde se observa que la dinámica de voltaje resulta ser lineal con respecto a la referencia, mientras que la corriente queda con una dinámica no-lineal cuya estabilidad debe ser analizada.

En forma análoga a lo realizado en la función de costo de corriente se puede realizar un análisis lineal para estudiar el comportamiento del sistema. Para esto, se define el vector de estados $\mathbf{x}_k = [i_k \ v_k \ z_{1k}]^T$ de forma que la matriz de estados de la linealización $\mathbf{A}_d = \partial \mathbf{f}_d / \partial \mathbf{x}_k$ es:

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - 2 \left(\frac{C}{L} - \frac{T}{RL} \right) \frac{v_o^2}{i_o^2} + 2 \frac{C}{L} \frac{v_o z_{1o}}{i_o^2} & 2 \left(\frac{C}{L} - \frac{T}{RL} \right) \frac{v_o}{i_o} - \frac{C}{L} \frac{z_{1o}}{i_o} & -\frac{C}{L} \frac{v_o}{i_o} \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.22)$$

Es posible observar que la matriz resultante es triangular superior, por lo que sus valores propios son:

$$\lambda(\mathbf{A}_d) = \left\{ 0, 0, 1 - 2 \left(\frac{C}{L} - \frac{T}{RL} \right) \frac{v_o^2}{i_o^2} + 2 \frac{C}{L} \frac{v_o z_{1o}}{i_o^2} \right\}, \quad (6.23)$$

donde dos valores propios son dinámicas estables, y queda un valor propio a analizar. Para verificar su comportamiento, se tiene que en estado estacionario $z_{1o} = v_o$, por lo que el valor

propio restante es:

$$1 + 2 \frac{T}{RL} \frac{v_o^2}{i_o^2} > 1, \quad (6.24)$$

que siempre es mayor que 1, por lo que el sistema es siempre inestable en este caso.

6.2.3. Función de costo combinada

Se ha observado y comprobado que en el convertidor boost al utilizar la función de costo de corriente el sistema es estable, mientras que al usar la de voltaje no lo es. Además, se puede verificar de (6.21) que en este último caso la dinámica interna resultante corresponde a la corriente. En base a estos hechos, se propone una función de costo combinada para intentar conseguir un controlador de voltaje estable en lazo cerrado. Así, la función de costo propuesta correspondería a la combinación lineal de las anteriores:

$$g_{k+2} = (v_{k+2}^* - v_{k+2})^2 + a(i_{k+2}^* - i_{k+2})^2, \quad (6.25)$$

donde $a \in \mathbb{R}^+$. Cabe notar que si $a = 0$ solo se toma en cuenta la función de costo de voltaje, mientras que si $a \rightarrow \infty$ solo se toma en cuenta la de corriente.

Ignorando las restricciones en la entrada del sistema, la entrada seleccionada por el controlador corresponde a aquella que cumple con:

$$\text{mín } g_{k+2} = \text{mín } \left\{ (v_{k+2}^* - v_{k+2})^2 + a(i_{k+2}^* - i_{k+2})^2 \right\}. \quad (6.26)$$

Sin embargo, la referencia de corriente se puede escribir en términos del voltaje de salida como $(v_k^*)^2 / (Re_k)$. Para obtener la entrada que minimiza la función de costo se deriva respecto a la entrada y se iguala a 0:

$$\frac{dg_{k+2}}{dd_{k+1}} = -2(v_k^* - v_{k+2}) \left(\frac{T}{C} i_{k+1} \right) - 2a \left(\frac{(v_k^*)^2}{Re_k} - i_{k+2} \right) \left(\frac{T}{L} v_{k+1} \right) = 0. \quad (6.27)$$

Los valores en el tiempo $k + 1$ presentes en la expresión anterior dependen de la entrada en el tiempo k que se puede determinar a través del modelo. Por otra parte, las variables en el tiempo $k + 2$ dependen de la entrada a determinar d_{k+1} de acuerdo al modelo del sistema. Así, reemplazando las ecuaciones del modelo y despejando el valor d_{k+1} se tiene:

$$d_{k+1} = 1 + \frac{- \left(\frac{RC-T}{RC^2} + \frac{a}{L} \right) i_{k+1} v_{k+1} - \frac{aT}{L^2} v_{k+1} e_{k+1} + \frac{1}{C} i_{k+1} v_k^* + \frac{a}{L} v_{k+1} \frac{(v_k^*)^2}{Re_k}}{\frac{aT}{L^2} v_{k+1}^2 - \frac{T}{C^2} i_{k+1}^2}. \quad (6.28)$$

De esta forma, asumiendo que la perturbación $e_{k+1} = e_k$, el valor de la entrada en el tiempo k

es:

$$d_k = 1 + \frac{-\left(\frac{RC-T}{RC^2} + \frac{a}{L}\right) i_k v_k - \frac{aT}{L^2} v_k e_{k-1} + \frac{1}{C} i_k v_{k-1}^* + \frac{a}{L} v_k \frac{(v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1}}}{\frac{aT}{L^2} v_k^2 - \frac{T}{C^2} i_k^2}. \quad (6.29)$$

La entrada obtenida se puede reemplazar en las ecuaciones del modelo para obtener el comportamiento del sistema en lazo cerrado. Reemplazando en (6.2) se obtiene:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= i_k + \frac{-\left(\frac{RC-T}{RC^2} + \frac{a}{L}\right) i_k v_k - \frac{aT}{L^2} v_k e_{k-1} + \frac{1}{C} i_k v_{k-1}^* + \frac{a}{L} v_k \frac{(v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1}}}{\frac{aT}{L^2} v_k^2 - \frac{T}{C^2} i_k^2} T v_k + \frac{T}{L} e_k \\ v_{k+1} &= -\frac{-\left(\frac{RC-T}{RC^2} + \frac{a}{L}\right) i_k v_k - \frac{aT}{L^2} v_k e_{k-1} + \frac{1}{C} i_k v_{k-1}^* + \frac{a}{L} v_k \frac{(v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1}}}{\frac{aT}{L^2} v_k^2 - \frac{T}{C^2} i_k^2} \frac{T}{C} i_k + \left(1 - \frac{T}{RC}\right) v_k. \end{aligned} \quad (6.30)$$

Realizando manipulaciones algebraicas, se puede reescribir la expresión anterior como:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= \frac{-RL^2 i_k^3 e_{k-1} + aC^2 v_k^2 (v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1} (aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} - \frac{(RC-T) Li_k v_k^2}{R (aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} + \frac{LC i_k v_k v_{k-1}^*}{(aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} + \dots \\ &\dots + \frac{aC^2 T v_k^2 (e_k - e_{k-1})}{L (aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} + \frac{-LT i_k^2 e_k}{(aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} \\ v_{k+1} &= \frac{(RC-T) aC v_k^3 e_{k-1} - LC a i_k v_k (v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1} (aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} + \frac{LC a i_k^2 v_k}{(aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} + \dots \\ &\dots + \frac{CaT i_k v_k e_{k-1}}{(aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)} - \frac{L^2 i_k^2 v_{k-1}^*}{(aC^2 v_k^2 - L^2 i_k^2)}. \end{aligned} \quad (6.31)$$

Cabe notar que el resultado obtenido incluye los dos casos anteriores. En efecto, haciendo $a = 0$ resulta:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= \frac{-RL^2 i_k^3 e_{k-1}}{Re_{k-1} (-L^2 i_k^2)} - \frac{(RC-T) Li_k v_k^2}{R (-L^2 i_k^2)} + \frac{LC i_k v_k v_{k-1}^*}{(-L^2 i_k^2)} + \frac{-LT i_k^2 e_k}{(-L^2 i_k^2)} \\ &= i_k + \left(\frac{C}{L} - \frac{T}{RL}\right) \frac{v_k}{i_k} v_k - \frac{C}{L} \frac{v_k}{i_k} v_{k-1}^* + \frac{T}{L} e_k \\ v_{k+1} &= -\frac{L^2 i_k^2 v_{k-1}^*}{(-L^2 i_k^2)} = v_{k-1}^*, \end{aligned} \quad (6.32)$$

que son iguales a (6.20), correspondiente al caso del costo basado en voltaje. Por otra parte, si $a \rightarrow \infty$ entonces:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= \frac{aC^2 v_k^2 (v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1} (aC^2 v_k^2)} + \frac{aC^2 T v_k^2 (e_k - e_{k-1})}{L (aC^2 v_k^2)} = \frac{(v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1}} + \frac{T}{L} (e_k - e_{k-1}) \\ v_{k+1} &= \frac{(RC-T) aC v_k^3 e_{k-1} - LC a i_k v_k (v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1} (aC^2 v_k^2)} + \frac{LC a i_k^2 v_k}{(aC^2 v_k^2)} + \frac{CaT i_k v_k e_{k-1}}{(aC^2 v_k^2)} \\ &= -\frac{L}{C} \frac{i_k}{v_k} \frac{(v_{k-1}^*)^2}{Re_{k-1}} + \frac{T}{C} \frac{i_k}{v_k} e_{k-1} + \frac{L}{C} \frac{i_k}{v_k} i_k + \left(1 - \frac{T}{RC}\right) v_k, \end{aligned} \quad (6.33)$$

que corresponde al resultado (6.8) obtenido para el costo basado en corriente.

Para obtener un sistema en ecuaciones de estado se agregan 2 nuevos estados definidos como $z_{1k} = v_{k-1}^*$ y $z_{2k} = e_{k-1}$. De esta forma el modelo del sistema en lazo cerrado queda determinado por:

$$\begin{aligned}
 i_{k+1} &= \frac{-RL^2i_k^3z_{2k} + aC^2v_k^2(z_{1k})^2}{Rz_{2k}(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} - \frac{(RC - T)Li_kv_k^2}{R(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} + \frac{LCi_kv_kz_{1k}}{(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} + \dots \\
 &\dots + \frac{aC^2Tv_k^2(e_k - z_{2k})}{L(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} + \frac{-LTi_k^2e_k}{(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} \\
 v_{k+1} &= \frac{(RC - T)aCv_k^3z_{2k} - LCai_kv_k(z_{1k})^2}{Rz_{2k}(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} + \frac{LCai_k^2v_k}{(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} + \dots \\
 &\dots + \frac{Ca\Gamma i_kv_kz_{2k}}{(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)} - \frac{L^2i_k^2z_{1k}}{(aC^2v_k^2 - L^2i_k^2)}. \\
 z_{1k+1} &= v_k^* \\
 z_{2k+1} &= e_k
 \end{aligned} \tag{6.34}$$

El modelo obtenido, que es un sistema no-lineal, puede ser linealizado en torno a un punto de operación arbitrario para efectos de análisis.

Procediendo de igual forma a la realizada en los casos anteriores es posible determinar la matriz de estado \mathbf{A}_d asociada a la linealización de (6.34). Definiendo como vector de estados $\mathbf{x}_k = [i_k \ v_k \ z_{1k} \ z_{2k}]^T$ la matriz \mathbf{A}_d tiene la forma:

$$\mathbf{A}_d = \frac{\partial \mathbf{f}_d}{\partial \mathbf{x}_k} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i} & \frac{\partial f_1}{\partial v} & \frac{\partial f_1}{\partial z_1} & \frac{\partial f_1}{\partial z_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i} & \frac{\partial f_2}{\partial v} & \frac{\partial f_2}{\partial z_1} & \frac{\partial f_2}{\partial z_2} \\ \frac{\partial f_3}{\partial i} & \frac{\partial f_3}{\partial v} & \frac{\partial f_3}{\partial z_1} & \frac{\partial f_3}{\partial z_2} \\ \frac{\partial f_4}{\partial i} & \frac{\partial f_4}{\partial v} & \frac{\partial f_4}{\partial z_1} & \frac{\partial f_4}{\partial z_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{6.35}$$

Los valores propios están dados por la raíces del polinomio característico:

$$|z\mathbf{I} - \mathbf{A}_d| = \begin{vmatrix} z - a_{11} & -a_{12} & -a_{13} & -a_{14} \\ -a_{21} & z - a_{22} & -a_{23} & -a_{24} \\ 0 & 0 & z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z \end{vmatrix} = z^4 + (-a_{11} - a_{22})z^3 + (a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21})z^2, \tag{6.36}$$

de donde se observan 2 polos en $z = 0$ y 2 polos a determinar. Llevando a cabo la evaluación de los coeficientes en torno a un punto de operación arbitrario se determina:

$$-a_{11} - a_{22} = -\left(1 + \frac{R(LTe_o^2 + 2CTae_o^2)}{L^2v_o^2 - C^2R^2ae_o^2}\right), \quad a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 0, \tag{6.37}$$

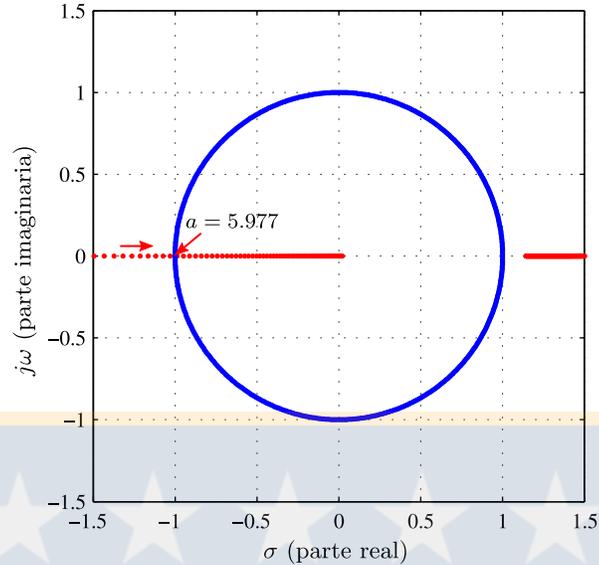


Fig. 6.2. Evolución del polo en lazo cerrado al utilizar la función de costo combinada ante incremento en a .

de manera que existe otro polo en $z = 0$, y un solo polo determina la dinámica del sistema. El polo restante se encuentra ubicado en:

$$p_z = 1 + \frac{R(LTe_o^2 + 2CTae_o^2)}{L^2v_o^2 - C^2R^2ae_o^2}, \quad (6.38)$$

el que puede encontrarse dentro del círculo unitario dependiendo del valor de a , considerando todos los demás parámetros fijos. Así, añadir el control de la dinámica interna en la función de costo podría en principio lograr estabilizar el sistema, al menos localmente.

Para analizar el efecto del valor de a sobre la estabilidad del sistema en lazo cerrado se graficará cómo evoluciona la posición del polo resultante. Los parámetros a considerar son $L = 5$ (mH), $C = 100$ (μ F), $R = 32$ (Ω), con un voltaje de alimentación $e_o = 20$ (V), un voltaje de salida $v_o = 30$ (V), y un tiempo de muestreo $T = 50$ (μ s). La evolución de la posición del polo en términos del valor de a se presenta en la Fig. 6.2. A medida que el valor de a se incrementa, se observa que la posición del polo se acerca en dirección al círculo unitario. A partir del valor crítico $a = 5.977$, obtenido igualando (6.38) a -1, el polo queda dentro del círculo unitario, implicando que el sistema en lazo cerrado tiende a estabilizarse.

6.2.4. Resultados de simulación

Para verificar si la función de costo combinada efectivamente permite estabilizar el sistema se realizará un estudio de simulación. Se considerará un cambio escalón de 20 (V) a 30 (V) en la referencia de voltaje para dos valores diferentes de a , $a = 12.85$ y $a = 20$, emplean-

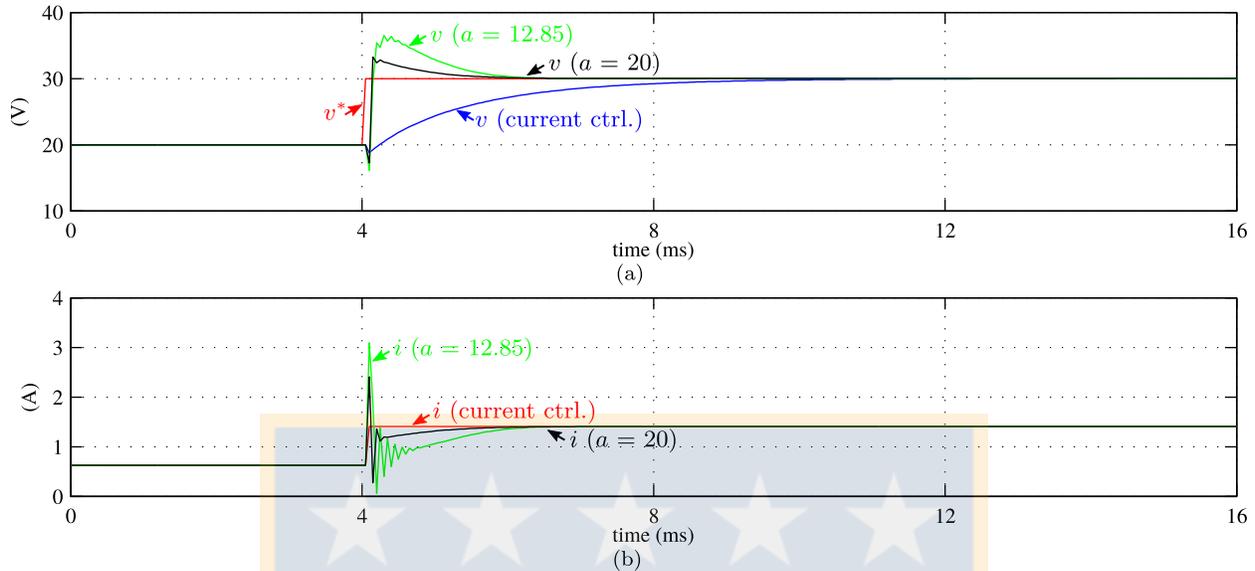


Fig. 6.3. Respuesta del modelo promedio en lazo cerrado con función de costo combinada para diferentes valores de a .

- (a) respuestas de voltaje de salida v para diferentes valores de a , su referencia v^* , y respuesta de voltaje v con costo de corriente, (b) respuesta de la corriente para cada caso anterior.

do los parámetros previamente utilizados en el análisis lineal. Como referencia, se graficará la respuesta del sistema considerando el costo de corriente. Los resultados se muestran en la Fig. 6.3. De las respuestas de voltaje, Fig. 6.3 (a), es posible observar que los valores convergen al valor deseado luego de los cambios en la referencia. Particularmente, mientras más alto el valor de a , más lenta la respuesta de voltaje, lo que concuerda con lo esperado. Las respuestas obtenidas para ambos valores son significativamente más rápidas que en el caso de considerar únicamente el controlador de corriente. Por otra parte, la Fig. 6.3 (b) confirma que las respuestas de corriente convergen hacia el valor en estado estacionario, mostrando un comportamiento estable. Cabe notar que el valor crítico anteriormente determinado mediante el análisis lineal ($a = 5.977$) es insuficiente para asegurar un comportamiento estable globalmente. En efecto, el valor límite para lograr estabilidad resultó ser aproximadamente $a = 12.85$, valor que fue determinado mediante simulaciones.

6.3. Control utilizando distintos tiempos de muestreo

Una dificultad importante del método anterior es el diseño de la constante a a utilizar en la función de costo combinada. Esta sección explorará un método diferente para abordar el problema de control del convertidor boost, realizando un uso directo de la implementación discreta del controlador. Particularmente, se buscará evitar la inversión dinámica de la planta a través de una selección apropiada del tiempo de muestreo.

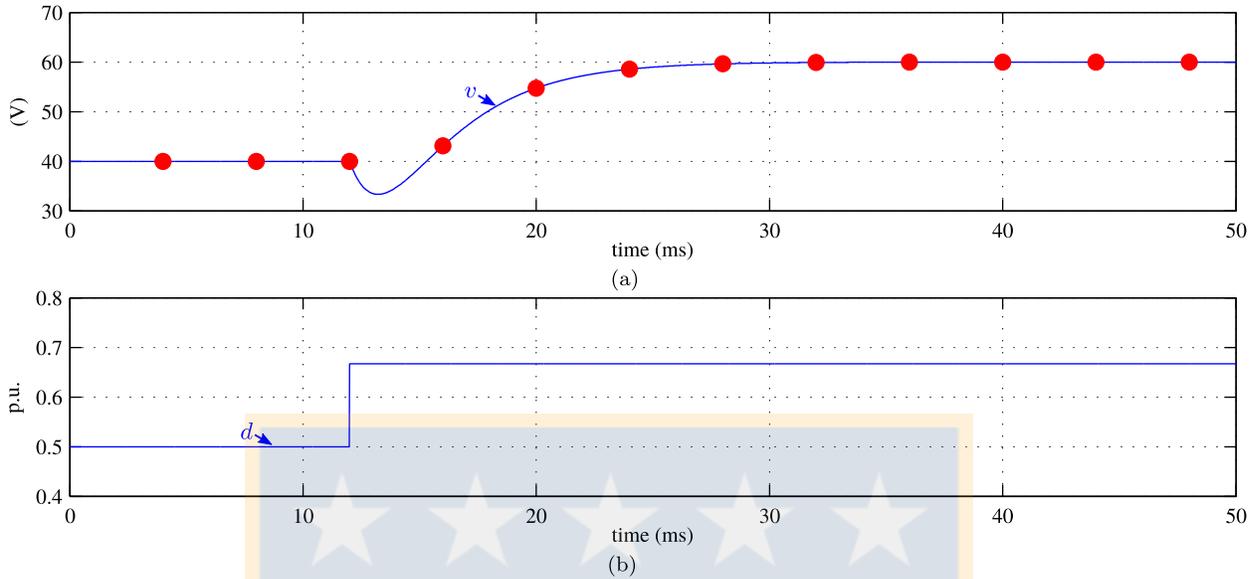


Fig. 6.4. Ilustración del efecto del muestreo sobre la respuesta escalón del voltaje en el convertidor boost.

(a) respuesta de voltaje v , (b) cambio escalón en la entrada d .

6.3.1. Idea principal

De acuerdo a los análisis anteriores se ha determinado que el control predictivo con horizonte unitario, se comporta como un controlador que invierte las dinámicas de la planta. Por consiguiente, el problema de estabilidad en el convertidor se origina por la presencia del cero en el S.P.D. del modelo en tiempo continuo. Éste es intrínseco a la naturaleza del convertidor y su relación entrada-salida, específicamente entre la función de conmutación s y el voltaje v . Para evitar la inversión de ésta dinámica inestable, el controlador predictivo debería emplear un modelo auxiliar que no tenga esta dinámica no invertible, pero que continúe representando las dinámicas restantes de la planta, las que si son invertibles.

Para abordar el problema se propone emplear una consecuencia del proceso de muestreo. Para ilustrar esta idea considérese la Fig. 6.4 (a), que muestra la respuesta de voltaje del modelo promedio del convertidor boost ante un cambio escalón en el ciclo de trabajo d , Fig. 6.4 (b). De la figura es posible observar que la respuesta en tiempo continuo posee el sobrepaso negativo característico de un sistema de fase no-mínima. Sin embargo, si el muestreo se lleva a cabo con un periodo suficientemente lento, las muestras obtenidas corresponden a una respuesta monótonamente creciente. Es decir, el sistema muestreado no posee el sobrepaso negativo característico, y su respuesta puede ser representada por un sistema mínimo de fase.

El procedimiento descrito permite recuperar una salida de fase mínima a partir de la respuesta real de la planta, pero no resuelve el problema del modelo. En efecto, al parametrizar la discretización del modelo promedio del sistema (3.33)-(3.34) en términos del tiempo de muestreo

T se tiene:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= i_k - \frac{T}{L}(1 - d_k)v_k + \frac{T}{L}e_k \\ v_{k+1} &= \frac{T}{C}(1 - d_k)i_k + \left(1 - \frac{T}{RC}\right)v_k, \end{aligned} \quad (6.39)$$

luego, asumiendo que el controlador predictivo determina el valor de la función de conmutación s_k a partir de una función de costo de voltaje, debe analizarse la relación dinámica $v - d$, puesto que al menos el modelo promedio debe ser estable. Para ello se recurre a linealizar el sistema anterior, lo que resulta en:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A}_d \Delta \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d \Delta u_k + \mathbf{E}_d \Delta p_k \\ \Delta y_k &= \mathbf{C}_d \Delta \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \Delta u_k + \mathbf{F}_d \Delta p_k, \end{aligned} \quad (6.40)$$

con $\Delta \mathbf{x}_k = [\Delta i_k \ \Delta v_k]^T$, $\Delta \mathbf{u}_k = \Delta d_k$, $\Delta p_k = \Delta e_k$, $\Delta y_k = \Delta v_k$, y las matrices:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= \begin{bmatrix} 1 & \frac{T}{L}(d_o - 1) \\ \frac{T}{C}(1 - d_o) & \left(1 - \frac{T}{RC}\right) \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{T}{L}v_o \\ -\frac{T}{C}i_o \end{bmatrix}, \mathbf{E}_d = \begin{bmatrix} \frac{T}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_d &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{D}_d = 0, \mathbf{F}_d = 0. \end{aligned} \quad (6.41)$$

luego, la función de transferencia $v - d$ está dada por:

$$\begin{aligned} h_{vd}(z) &= \mathbf{C}_d(z\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)^{-1}\mathbf{B}_d + \mathbf{D}_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z - 1 & \frac{T}{L}(d_o - 1) \\ \frac{T}{C}(1 - d_o) & z - \left(1 - \frac{T}{RC}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{T}{L}v_o \\ -\frac{T}{C}i_o \end{bmatrix} \\ &= -\frac{Ti_o}{C} \frac{z - \frac{RT^2v_o + LRTi_o - RT^2d_ov_o}{LRTi_o}}{z^2 + \frac{LT - 2CLR}{CLR}z + \frac{RT^2d_o^2 - 2RT^2d_o + RT^2 - LT + CLR}{CLR}}, \end{aligned} \quad (6.42)$$

la que tiene un cero que se encuentra en:

$$z = \frac{TR}{L}(1 - d_o) + 1. \quad (6.43)$$

Dado que d_o depende del punto de operación del convertidor se tienen dos casos límites en $d_o = 1$ y $d_o = 0$. Para $d_o = 1$ el cero queda en $z = 1$, mientras que para $d_o = 0$ el cero queda en $z = 1 + TR/L$. Esto implica que independiente del valor de T , el cero estará sobre o fuera del círculo unitario. Así, considerar un tiempo de muestreo más lento no es suficiente para eliminar la característica de fase no-mínima del modelo de predicción, por lo que debe recurrirse a consideraciones adicionales.

6.3.2. Inversión aproximada

Para poder completar el controlador es necesario encontrar un modelo de fase mínima que represente aproximadamente la dinámica del sistema original. Con este objetivo es conveniente basarse en la operación física del convertidor. En efecto, la característica de fase no-mínima en el convertidor se puede comprender por el desfase introducido por la carga del inductor antes de transferir la energía al capacitor de salida. A su vez, este desfase se puede entender como una especie de retardo, tal como fue ilustrado matemáticamente en el capítulo 4. En esta sección se plantea obtener un modelo de fase mínima eliminando esta dependencia temporal, utilizando para ello el valor medio en estado estacionario de la función de conmutación.

De acuerdo a la sección anterior, el modelo promedio en tiempo discreto parametrizado en términos del tiempo de muestreo T corresponde a:

$$\begin{aligned} i_{k+1} &= i_k - \frac{T}{L}(1 - d_k)v_k + \frac{T}{L}e_k \\ v_{k+1} &= \frac{T}{C}(1 - d_k)i_k + \left(1 - \frac{T}{RC}\right)v_k. \end{aligned} \quad (6.44)$$

Para eliminar el acoplamiento entre las dinámicas, que origina el comportamiento de fase no-mínima, se asumirá que la corriente de entrada es impuesta por un controlador FCS-MPC interno con un tiempo de muestreo $T_i < T_v$. Dado que $T_i < T_v$, la corriente se encuentra prácticamente en estado estacionario durante todo el período T_v de modo que $i_{k+1} = i_k$:

$$i_{k+1} = i_k - \frac{T_v}{L}(1 - d_k)v_k + \frac{T_v}{L}e_k \rightarrow d_k = 1 - \frac{e_k}{v_k}. \quad (6.45)$$

El valor de d_k que asegura que la corriente llegue a su condición de estado estacionario se puede reemplazar en la ecuación de voltaje:

$$\begin{aligned} v_{k+1} &= \frac{T_v}{C}(1 - d_k)i_k + \left(1 - \frac{T_v}{RC}\right)v_k \\ &= \frac{T_v}{C} \frac{e_k}{v_k} i_k + \left(1 - \frac{T_v}{RC}\right)v_k, \end{aligned} \quad (6.46)$$

donde ahora la entrada es el valor de la corriente i_k . El modelo obtenido es no-lineal, pero se puede linealizar para objetivos de análisis:

$$\Delta v_{k+1} = \left(-\frac{T_v}{C} \frac{e_o}{v_o^2} i_o + 1 - \frac{T_v}{C}\right) \Delta v_k + \frac{T_v}{C} \frac{e_o}{v_o} \Delta i_k, \quad (6.47)$$

donde, considerando por balance de potencia que $e_o i_o = v_o^2/R$, la función de transferencia $v - i$

asociada es:

$$h_{vi}(z) = \frac{\frac{T_v e_o}{C v_o}}{z - \left(1 - \frac{T_v}{C} \left(\frac{e_o i_o}{v_o^2} + 1\right)\right)} = \frac{\frac{T_v e_o}{C v_o}}{z - \left(1 - \frac{T_v}{C} \left(\frac{1}{R} + 1\right)\right)}. \quad (6.48)$$

Se observa que la función de transferencia solo tiene un polo, cuya ubicación está determinada por los parámetros del sistema y el tiempo de muestreo T_v . Sin embargo, se trata de una función de transferencia de fase mínima si el polo está dentro del círculo unitario. Para ello T_v debe ser tal que $-1 < 1 - \frac{T_v}{C} \left(\frac{1}{R} + 1\right) < 1$, lo que se consigue siempre si:

$$T_v < \frac{2CR}{1 + R}. \quad (6.49)$$

A partir de lo anterior, para invertir la dinámica y obtener una respuesta en un único tiempo de muestreo T_v (respuesta tipo deadbeat), se impone $v_{k+1} = v_k^*$:

$$v_k^* = \frac{T_v e_k}{C v_k} i_k^* + \left(1 - \frac{T_v}{RC}\right) v_k, \quad (6.50)$$

por lo que la referencia de corriente será:

$$i_k^* = \frac{C v_k}{T_v e_k} \left(v_k^* - \left(1 - \frac{T_v}{RC}\right) v_k \right). \quad (6.51)$$

Es interesante notar que es posible realizar una extensión del procedimiento para obtener diferentes velocidades en la respuesta de voltaje. Para ello se considerará que la dinámica de voltaje debe ser de la forma $v_{k+1} = av_k + (1 - a)v_k^*$, con $-1 < a < 1$. Así,

$$v_{k+1} = av_k + (1 - a)v_k^* = \frac{T_v e_k}{C v_k} i_k^* + \left(1 - \frac{T_v}{RC}\right) v_k, \quad (6.52)$$

con lo que la referencia de corriente i_k^* resulta:

$$i_k^* = \frac{C v_k}{T_v e_k} \left\{ av_k + (1 - a)v_k^* - \left(1 - \frac{T_v}{RC}\right) v_k \right\}. \quad (6.53)$$

El análisis realizado asume que la entrada a la planta es la corriente, lo que es equivalente a requerir que ésta corresponda efectivamente al valor requerido durante el tiempo de muestreo. Para lograr este requerimiento se utiliza el controlador FCS-MPC con función de costo de corriente con la referencia dada por (6.51). El tiempo de muestreo del controlador de corriente T_i debe ser más rápido que el tiempo de muestreo utilizado para el modelo de voltaje T_v , de forma que $T_v = nT_i$, donde $n \geq 1$ es un entero positivo. Además, es fundamental que T_v sea mayor al tiempo de sobrepaso negativo en la respuesta a escalón en la referencia de corriente, con el objetivo de evitar que el controlador de voltaje vea el sobrepaso negativo indeseado.

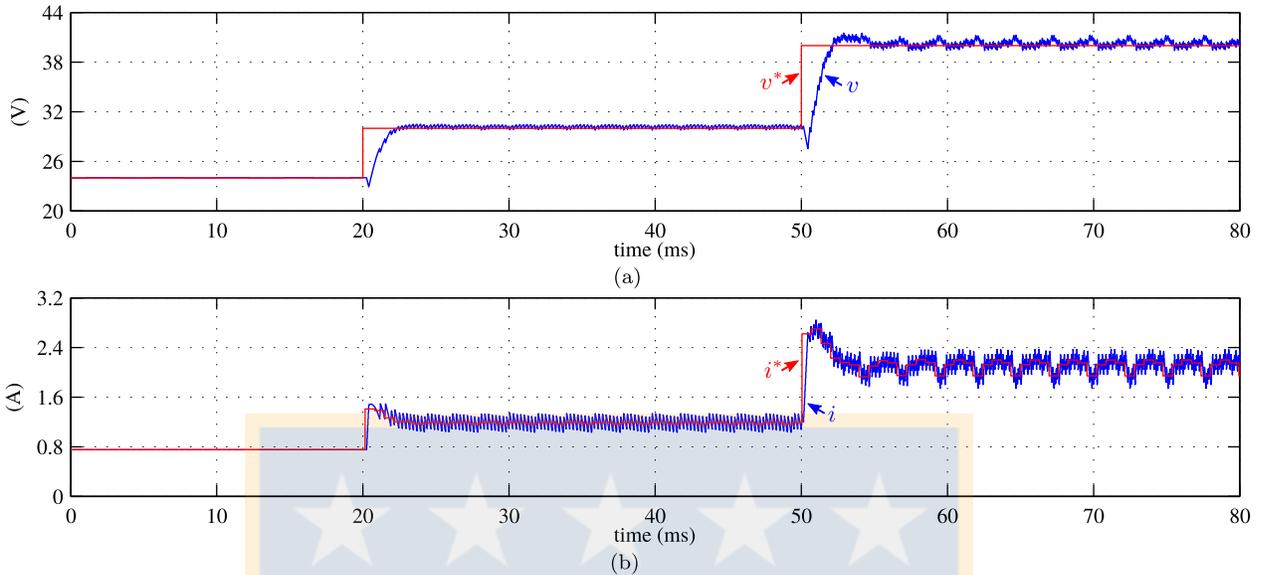


Fig. 6.5. Resultados de simulación para el controlador predictivo propuesto basado en muestreo en el convertidor boost.

(a) respuesta de voltaje v y su referencia v^* , (b) corriente de entrada i y referencia auxiliar i^* .

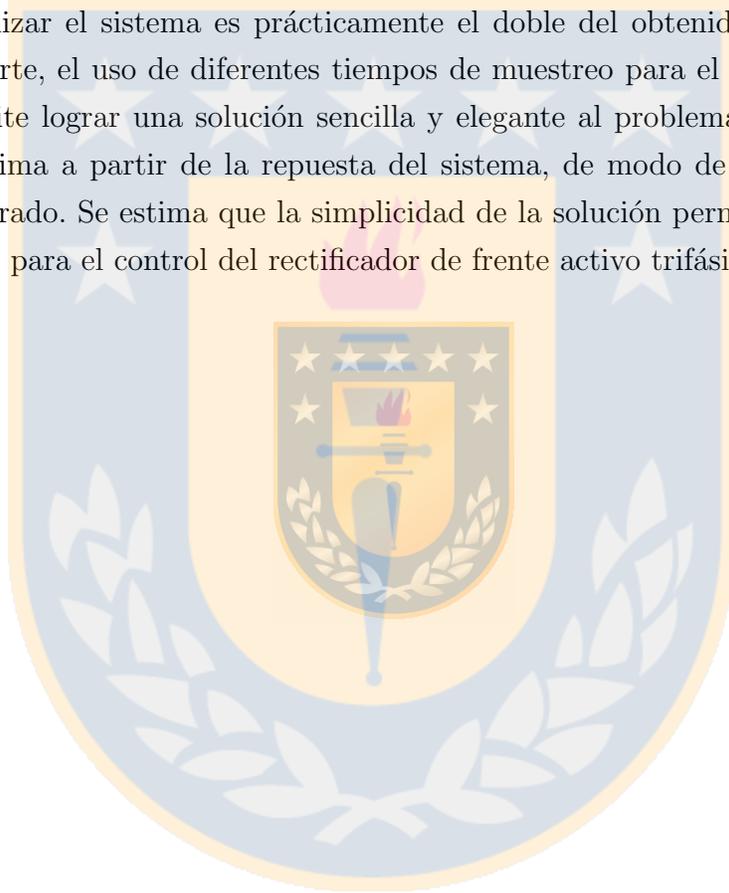
6.3.3. Resultados de simulación

Para mostrar la factibilidad de la propuesta se realiza una simulación del esquema propuesto en el convertidor boost. El sistema considera $L = 5$ (mH), $C = 100$ (μ F), $R = 32$ (Ω), $a = 0.5$, y un voltaje de entrada $e(t) = 24$ (V). Se considera para las pruebas un tiempo de muestreo $T = 50$ (μ s) para la corriente, y un tiempo de muestreo $T_v = 12T = 600$ (μ s) para el voltaje. La prueba consiste en una serie de cambios escalón en la referencia de voltaje. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 6.5.

Inicialmente, la referencia se incrementa de 24 a 30 (V) en $t = 20$ (ms), y posteriormente de 30 a 40 (V) en $t = 50$ (ms). Es posible observar que la respuesta de voltaje v converge al valor de referencia v^* en los casos mencionados con una dinámica de primer orden de acuerdo a lo esperado. Es de interés notar que el sobrepaso negativo característico producto de la característica de fase no-mínima del sistema se mantiene en su salida en lazo cerrado. Por otra parte, la Fig. 6.5 (b) muestra que la referencia auxiliar de corriente i^* generada por el controlador se incrementa en forma transiente para mejorar la velocidad de la respuesta de voltaje. A partir de esto, es posible concluir que la respuesta dinámica de voltaje se ve mejorada respecto a su característica de lazo abierto.

6.4. Discusión

El presente capítulo ha mostrado dos formas de abordar el problema de control predictivo de voltaje en el convertidor boost a través de propiedades del sistema en tiempo discreto. Por una parte, se ha mostrado que la estabilización de la dinámica interna a través del uso de una función de costo combinada voltaje - corriente permite lograr un control estable del voltaje. Sin embargo, la obtención del factor de peso para la estabilización del sistema aún permanece un problema abierto, dado que a pesar de que un tratamiento lineal provee de una cota inferior para su valor, éste solo garantiza una estabilización local del sistema. En la práctica, el valor para lograr estabilizar el sistema es prácticamente el doble del obtenido a partir del análisis lineal. Por otra parte, el uso de diferentes tiempos de muestreo para el control de la corriente y el voltaje, permite lograr una solución sencilla y elegante al problema de obtención de una salida de fase mínima a partir de la respuesta del sistema, de modo de lograr un controlador estable en lazo cerrado. Se estima que la simplicidad de la solución permitirá la extensión casi directa del análisis para el control del rectificador de frente activo trifásico.



Capítulo 7

FCS-MPC en el rectificador trifásico fuente de voltaje

7.1. Introducción

El problema de control ilustrado a través del convertidor boost en los capítulos anteriores se complica significativamente en el rectificador trifásico fuente de voltaje. A diferencia del convertidor boost, en esta topología se tienen variables alternas y se deben controlar dos objetivos simultáneamente. Sin embargo, el análisis teórico propuesto en el capítulo anterior puede ser empleado para abordar este problema con pequeñas adaptaciones. Así como la propuesta resultó en una solución sencilla y elegante para el convertidor boost, se verificará si este es el caso para esta topología.

7.2. Control predictivo directo de voltaje en el rectificador fuente de voltaje

El esquema de control predictivo FCS-MPC ya ha sido propuesto para el control de rectificadores trifásicos de frente activo. En efecto, [35] muestra un controlador predictivo directo de potencia donde el voltaje de salida es controlado a través de un controlador PI convencional. Este trabajo solo utiliza el controlador predictivo como un lazo interno de potencia, y utiliza un controlador PI para generar una referencia apropiada de potencia de entrada. Sin embargo, el controlador PI de voltaje impone límites en el desempeño dinámico del sistema y usualmente es difícil de sintonizar. Es esperable que un controlador completamente predictivo tenga una mejor respuesta dinámica y sea una alternativa más sencilla, a través del control directo del voltaje a través de la función de costo. Sin embargo, esta simple estrategia de control de voltaje mediante FCS-MPC no opera correctamente, según será ilustrado en esta sección.

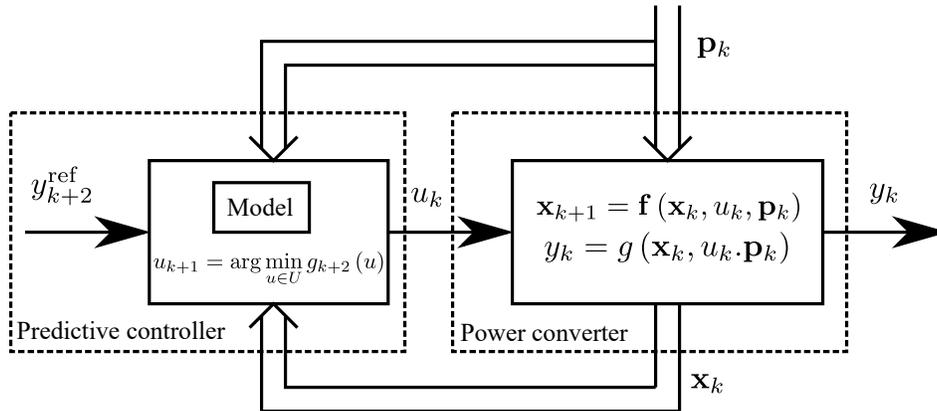


Fig. 7.1. Diagrama de bloques del esquema de control FCS-MPC como utilizado en convertidores de potencia.

7.2.1. Concepto básico del controlador FCS-MPC

Para llevar a cabo la propuesta es conveniente revisar la operación del algoritmo FCS-MPC [52, 53] en el caso SISO. Comenzando a partir de un modelo en tiempo continuo del sistema, derivado de leyes circuitales y físicas, es posible obtener un modelo en tiempo discreto que puede ser descrito en forma general de la forma:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, u_k, \mathbf{p}_k), \quad (7.1)$$

$$y_k = h(\mathbf{x}_k, u_k, \mathbf{p}_k), \quad (7.2)$$

donde \mathbf{x}_k es el vector de estados, u_k la entrada, \mathbf{p}_k el vector de perturbaciones, y y_k la salida, todos en el tiempo k . La función vectorial \mathbf{f} y la función h representan la función de estados y el mapeo de salida, respectivamente.

El problema de control consiste en determinar en cada tiempo de muestreo el valor de la entrada u_{k+1} que debe ser aplicada en el siguiente de forma que el sistema siga una referencia deseada y_{k+1}^{ref} . Para seleccionar la entrada u_{k+1} que mejor siga la referencia, se minimiza una función de costo g en cada tiempo de muestreo. Usualmente se utiliza una función de costo cuadrática que puede ser escrita como:

$$g_{k+1} = \left(y_{k+1}^{ref} - y_{k+1} \right)^2. \quad (7.3)$$

En la práctica, la función de costo g_{k+1} ya se encuentra determinada en el tiempo de muestreo actual k , dado que la entrada ya ha sido definida en el tiempo de muestreo inmediatamente anterior. Para tomar en cuenta este retardo intrínseco se realiza una compensación [29], utilizando el modelo (7.1)-(7.2) para predecir el valor de los estados en $k + 1$ y se optimiza el

valor de la función de costo en $k + 2$. La entrada se calcula entonces como:

$$u_{k+1} = \arg \min_{u_i \in U} g_{k+2}(u^i), \quad (7.4)$$

donde $u^i \in U$, con U el conjunto de valores de entrada permitidos. Como la minimización se realiza prediciendo el valor de la salida un tiempo de muestreo hacia adelante esto corresponde a un controlador predictivo de horizonte uno. Un horizonte de predicción corto es deseado en aplicaciones de electrónica de potencia dado el poco tiempo de cálculo disponible, debido a los tiempos de muestreo requeridos en estas aplicaciones.

Para abordar el caso de múltiples objetivos a controlar, como en el presente caso del rectificador, lo usual es construir una función de costo agregada como una combinación lineal de funciones independientes, una para cada objetivo deseado [54]. Por ejemplo, para el caso de dos objetivos:

$$g_{k+2} = k_1 g_{k+2}^1 + k_2 g_{k+2}^2, \quad (7.5)$$

donde g^1, g^2 son las funciones de costo asociadas a cada objetivo y k_1, k_2 son valores escalares positivos llamados factores de peso. El algoritmo optimiza el valor de esta función de costo sobre los valores de entrada disponibles.

El algoritmo completo se puede resumir en el diagrama de bloques de la Fig. 7.1. El controlador requiere los estados del sistema en el tiempo k de forma de realizar las predicciones, además de las perturbaciones medidas o estimadas \mathbf{p}_k .

7.2.2. Comportamiento en sistemas de fase no-mínima

El esquema FCS-MPC ha sido aplicado en diferentes topologías de convertidores y aplicaciones, obteniendo buenos resultados. Sin embargo, en forma análoga al convertidor boost, los rectificadores de frente activo trifásicos fuente de voltaje pueden mostrar características de fase no-mínima [55] en sus relaciones entrada-salida. Este comportamiento, manifestado como un sobrepaso negativo transitorio en la salida, produce efectos indeseables sobre el sistema en lazo cerrado. En efecto, considérese la siguiente planta no-lineal SISO aún en la entrada y sin restricciones definida por:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{g}(\mathbf{x}_k)u_k, \quad (7.6)$$

$$y_k = x_{2k}, \quad (7.7)$$

donde $\mathbf{x}_k = [x_{1k} \ x_{2k}]^T$, $\mathbf{f}(\mathbf{x}_k) = [f_1(\mathbf{x}_k) \ f_2(\mathbf{x}_k)]^T$, y $\mathbf{g}(\mathbf{x}_k) = [g_1(\mathbf{x}_k) \ g_2(\mathbf{x}_k)]^T$. El controlador predictivo minimiza cada tiempo de muestreo su función de costo especificada. Así, ignorando posibles restricciones, es posible asumir que la entrada de control u_k minimiza completamente

la función de costo:

$$g = (x_{2k}^* - x_{2k+2})^2. \quad (7.8)$$

La minimización total del costo g significa que es cero, y reemplazando el valor de entrada respectivo, asumiendo que se dispone de un modelo perfecto, resulta en la siguiente dinámica en lazo cerrado:

$$z_{1k+1} = x_{2k}^* = y_k^{ref}, \quad (7.9)$$

$$x_{1k+1} = f_1(\mathbf{x}_k) - \frac{g_1(\mathbf{x}_k)f_2(\mathbf{x}_k)}{g_2(\mathbf{x}_k)} + \frac{g_1(\mathbf{x}_k)}{g_2(\mathbf{x}_k)}z_{1k}, \quad (7.10)$$

$$x_{2k+1} = z_{1k}, \quad (7.11)$$

$$y_k = x_{2k}. \quad (7.12)$$

Puede observarse que la ley de control predictivo hace que la salida del sistema $y_k = x_{2k}$ siga su referencia en a lo más dos tiempos de muestreo siguientes dado que $x_{2k} = z_{1k-1} = y_{k-2}^{ref}$. Así, la entrada u_k generada por este controlador, al ser aplicada al sistema, invierte completamente su dinámica entrada-salida, agregando como consecuencia un retardo de dos tiempos de muestreo.

Para estudiar las implicancias de este mecanismo de inversión de la planta se puede considerar un sistema lineal SISO. Por ejemplo, sea el sistema en cuestión representado en el dominio s por una función de transferencia $h(s)$ determinada. La relación entre su entrada u y su salida y en el dominio s es:

$$y(s) = h(s)u(s). \quad (7.13)$$

Luego, dada una salida deseada y_{ref} , asumiendo que se conoce el modelo $h(s)$, y considerando el mecanismo de inversión de planta descrito, la entrada del sistema requerida $u_{req}(s)$ puede obtenerse como:

$$u_{req}(s) = h_{inv}(s)y_{ref}(s), \quad (7.14)$$

donde $h_{inv}(s) = h(s)^{-1}h_f(s)$ es la inversa de la función de transferencia $h(s)$ multiplicada por un filtro $h_f(s)$ para obtener una implementación realizable. De este análisis se puede concluir que si $h(s)$ tiene ceros en el semiplano derecho (es decir, $h(s)$ es de fase no-mínima), entonces su inversa tendrá polos inestables. Sin pérdida de generalidad, este análisis también se aplica al caso en tiempo discreto, dado que los ceros de tiempo continuo se pueden mapear directamente a un subconjunto de los ceros del sistema discreto equivalente [38]. Así, si el controlador opera a través de este principio, como es el caso de un controlador predictivo de horizonte corto, se obtienen resultados indeseados. En efecto, esta situación origina problemas de estabilidad en el control del sistema en lazo cerrado según se muestra a continuación.

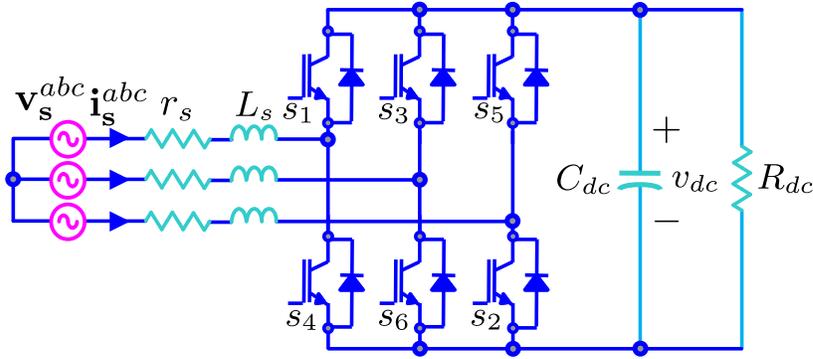


Fig. 7.2. Topología del rectificador de frente activo trifásico.

7.2.3. Modelo del rectificador de frente activo trifásico

La topología del rectificador de frente activo trifásico se muestra en la Fig. 7.2. Un modelo de tiempo continuo en ejes abc se puede obtener utilizando las leyes circuitales correspondientes y las ecuaciones de balance de potencia entrada-salida [3, 56]. El modelo se encuentra dado por:

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} = -\frac{r_s}{L_s}\mathbf{i}_s^{abc} + \frac{1}{L_s}\mathbf{v}_s^{abc} - \frac{1}{L_s}\mathbf{T}_{\text{In}}\mathbf{s}_r^{abc}v_{dc}, \quad (7.15)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{v_{dc}}{C_{dc}R_{dc}} + \frac{\mathbf{s}_r^{abcT}\mathbf{T}_{\text{In}}^T\mathbf{i}_s^{abc}}{C_{dc}}, \quad (7.16)$$

con

$$\mathbf{T}_{\text{In}} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}, \quad (7.17)$$

y donde \mathbf{i}_s^{abc} es el vector de corrientes de entrada, \mathbf{v}_s^{abc} el voltaje de alimentación, y $\mathbf{s}_r^{abc} = [s_1 \ s_3 \ s_5]^T$ las funciones de conmutación del rectificador, todos en ejes abc , y v_{dc} el voltaje de salida del rectificador. Los parámetros del sistema son: L_s la inductancia de filtrado, r_s su resistencia parásita, C_{dc} la capacitancia del lado dc, y R_{dc} una resistencia que representa la carga del convertidor.

Una de las ecuaciones de corriente del modelo es linealmente dependiente de las dos restantes, dado que es un sistema trifilar. Luego, es conveniente utilizar un sistema de referencia $\alpha\beta 0$. Aplicando la transformación definida por:

$$\mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (7.18)$$

el modelo en ejes $\alpha\beta 0$ se encuentra dado por:

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}}{dt} = -\frac{r_s}{L_s}\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0} + \frac{1}{L_s}\mathbf{v}_s^{\alpha\beta 0} - \frac{1}{L_s}\mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0}v_{dc}, \quad (7.19)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{v_{dc}}{C_{dc}R_{dc}} + \frac{\mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0T}\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}}{C_{dc}}. \quad (7.20)$$

donde $\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{v}_s^{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0}$, son los vectores transformados en los ejes $\alpha\beta 0$.

Un modelo de predicción de tiempo discreto apropiado para propósitos de control predictivo se puede obtener mediante una discretización de Euler hacia adelante [53] de (7.19)-(7.20), lo que resulta en:

$$\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_{k+1} = \left(1 - \frac{r_s T}{L_s}\right)\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_k + \frac{T}{L_s}\mathbf{v}_s^{\alpha\beta 0}{}_k - \frac{T}{L_s}\mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0}{}_k v_{dc k}, \quad (7.21)$$

$$v_{dc k+1} = \left(1 - \frac{T}{C_{dc}R_{dc}}\right)v_{dc k} + \frac{T}{C_{dc}}\mathbf{s}_r^{\alpha\beta 0}{}_k{}^T \mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}{}_k, \quad (7.22)$$

donde T es el tiempo de muestreo.

7.2.4. FCS-MPC con horizonte uno en el rectificador AFE

Los objetivos de control principales en los rectificadores de frente activo son la regulación del voltaje en el lado dc, mientras que simultáneamente se toman corrientes sinusoidales en fase con las tensiones de alimentación. Para lograr estos objetivos con un controlador predictivo se debe especificar una función de costo apropiada, la que define el comportamiento del controlador. En esta sección se ilustrará el problema que surge al utilizar FCS-MPC con horizonte uno para estos propósitos.

Control predictivo de potencia

Una forma de alcanzar los objetivos mencionados es utilizar una función de costo de potencia, como en [35]. La potencia activa instantánea en la entrada del rectificador está dada por:

$$p_s = v_s^\alpha i_s^\alpha + v_s^\beta i_s^\beta. \quad (7.23)$$

Por otro lado, la potencia reactiva instantánea es:

$$q_s = -v_s^\beta i_s^\alpha + v_s^\alpha i_s^\beta. \quad (7.24)$$

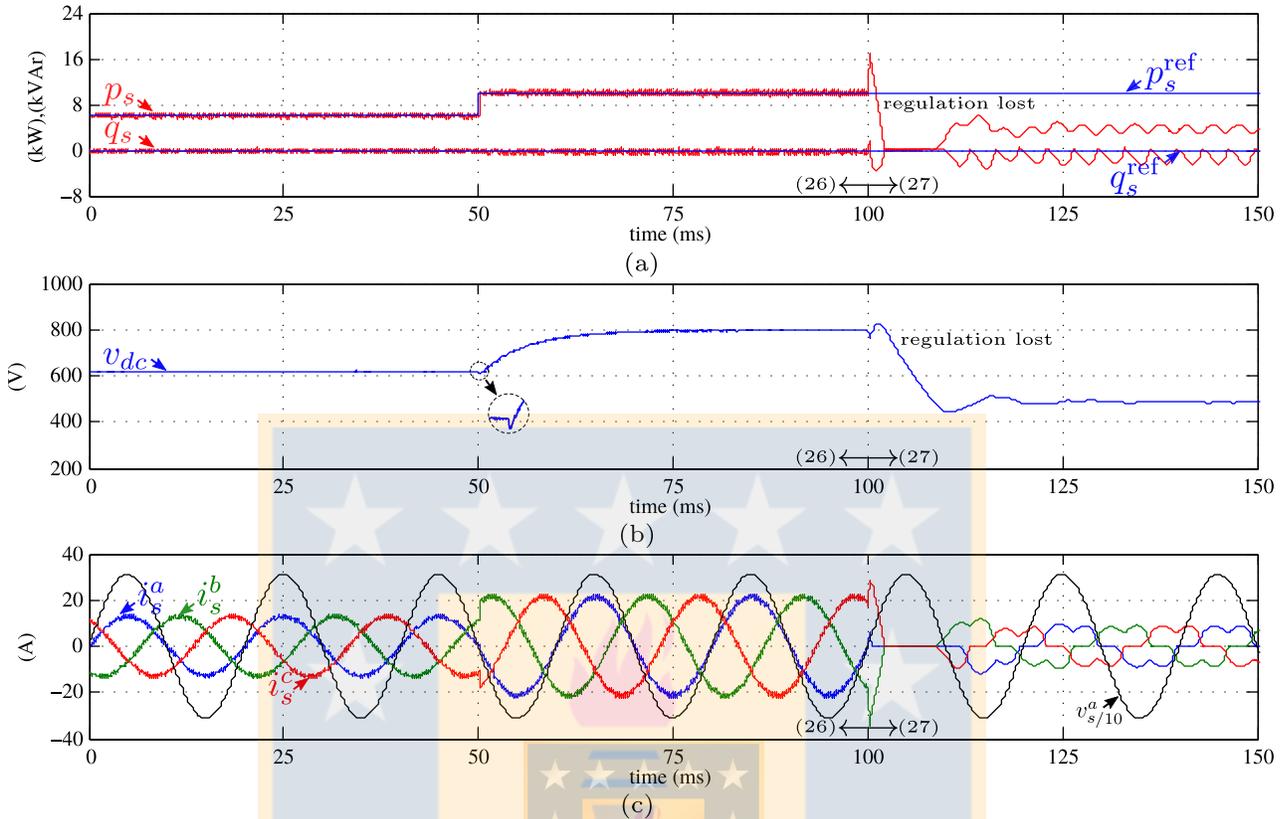


Fig. 7.3. Transición desde función de costo basada en potencia a una basada en voltaje.

(a) potencias activa y reactiva instantáneas, p_s y q_s ; (b) voltaje de salida dc, v_{dc} ; y
 (c) corrientes de alimentación, i_s^{abc} .

Una función de costo apropiada puede ser construida a partir de estas definiciones como:

$$g_{k+2} = (p_s^{ref}{}_{k+2} - p_{sk+2})^2 + (q_s^{ref}{}_{k+2} - q_{sk+2})^2. \quad (7.25)$$

Usualmente se desea operación con factor de desplazamiento unitario, y así la función de costo se puede reducir a:

$$g_{k+2} = (p_s^{ref}{}_{k+2} - p_{sk+2})^2 + (q_{sk+2})^2. \quad (7.26)$$

Una ventaja natural de esta función de costo es que las potencias activa y reactiva son de la misma naturaleza (unidades) e igualmente importantes, por lo que no se requiere emplear factores de peso para su correcta operación.

La función de costo (7.26) solo considera el control de las potencias activa y reactiva del convertidor. Para completar el esquema se requiere un controlador externo de voltaje. En efecto, la potencia reactiva es directamente controlada por la función de costo, mientras que el voltaje solo es controlado indirectamente a través de la referencia de potencia activa. Una solución sencilla es utilizar un controlador PI de voltaje el que define, pero además limita, la respuesta dinámica de voltaje.

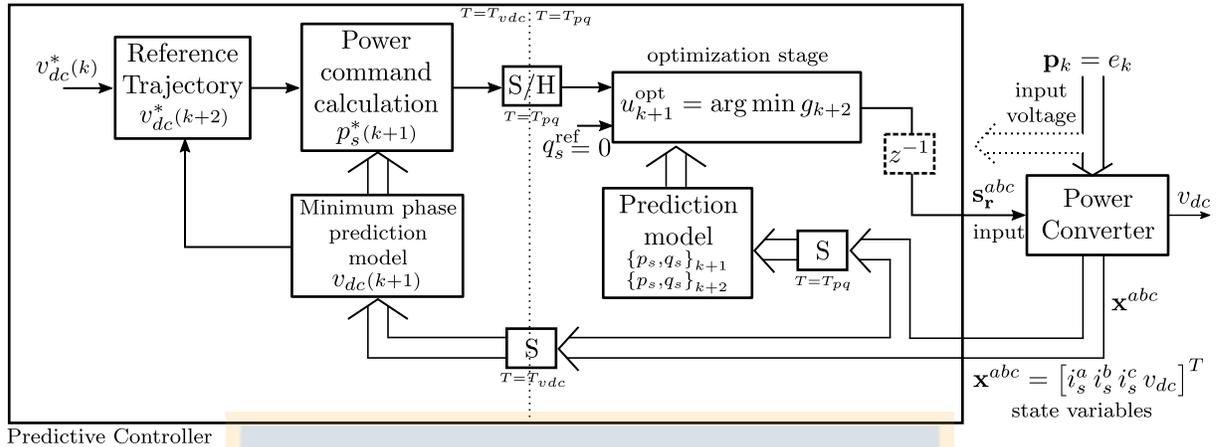


Fig. 7.4. Diagrama de bloques del controlador predictivo propuesto.

Control predictivo de voltaje

Es posible argumentar que una forma más directa de controlar el voltaje es incluyéndolo directamente en la función de costo utilizada por el controlador predictivo. Por ejemplo, para controlar simultáneamente el voltaje de salida y la potencia reactiva en la entrada se podría considerar la siguiente función de costo:

$$g_{k+2} = k_v \left(v_{dc}^{ref}{}_{k+2} - v_{dc}{}_{k+2} \right)^2 + k_q \left(q_{s}{}_{k+2} \right)^2, \quad (7.27)$$

donde $k_v, k_q \in \mathbb{R}^+$ son factores de peso que asignan la prioridad de cada variable controlada.

Como esta función de costo no incluye directamente un límite de potencia en la selección del estado de conmutación, se debe incluir lógica adicional para prevenir una condición de operación peligrosa. Para ésto, se propone que el estado que minimiza la función de costo (7.27) se selecciona solo si resulta en un valor de potencia de entrada menor a un límite definido. En otro caso, se selecciona el estado más cercano que minimiza la función de costo. Si no hay estados apropiados, por ejemplo cada estado resulta en un valor mayor al límite, se activa una protección que deshabilita los pulsos de disparo.

Prueba de simulación

Para ilustrar el comportamiento del FCS-MPC con horizonte uno en el rectificador AFE utilizando las funciones de costo de potencia y voltaje propuestas se llevará a cabo una simulación. La función de costo del controlador, que define el estado los switches, se cambiará de (7.26) a (7.27) mientras se opera en un determinado punto de operación. La simulación se lleva a cabo en PSIM utilizando una tensión de red $V_s = 220$ (V) rms a 50 (Hz), con $L_s = 10$ (mH), $r_s = 0.1$ (Ω), $C_{dc} = 200$ (μ F), $R_{dc} = 64$ (Ω), y un tiempo de muestreo $T = 50$ (μ s). Los resultados se muestran en la Fig. 7.3.

La operación del sistema mostrada en la Fig. 7.3 se describe a continuación. De $t = 0$ a 50 (ms), el sistema opera bajo la función de costo de potencia (7.26) con una referencia de 6 (kW), que es correctamente seguida, como se muestra en Fig. 7.3 (a). Esto resulta en un voltaje de salida aproximadamente igual a 620 (V), Fig. 7.3 (b), que es mayor que la condición límite impuesta por la topología. Las corrientes de entrada, Fig. 7.3 (c), se encuentran en fase con el voltaje de alimentación, tal como se desea. En $t = 50$ (ms) la referencia de potencia se aumenta a 10 (kW), y el controlador sigue correctamente la nueva condición, Fig. 7.3 (a), que a su vez incrementa la magnitud de la corriente de entrada, Fig. 7.3 (c). El voltaje de salida converge a 800 (V) luego de aproximadamente 25 (ms), lo que es esperado debido al incremento de la potencia extraída desde la red.

Posteriormente, en $t = 100$ (ms), y ya operando a un voltaje de salida en torno a 800(V), el sistema cambia a la función de costo de voltaje (7.27) con una referencia de 800(V). Se utiliza un valor $k_q = 0$ para solo imponer el control de voltaje e ignorar la potencia reactiva de entrada. El resultado esperado es que luego del cambio de la función de costo la potencia activa debería fluctuar en torno al mismo valor previo, estableciéndose luego de un corto transiente. Sin embargo, como se muestra en la Fig. 7.3 (a), luego de que se alcanza el límite de potencia de entrada (establecido en 20 (kW)), no hay estados de conmutación apropiados disponibles, activándose la protección. Como los pulsos de disparo se deshabilitan, el capacitor de salida se descarga, Fig. 7.3 (b). De los resultados es posible concluir que con esta función de costo el controlador no puede seguir la referencia de voltaje deseada.

7.3. Esquema de control de voltaje propuesto

Como se ha ilustrado previamente, un control directo de voltaje a través de FCS-MPC con horizonte uno no resulta en una operación correcta en el rectificador trifásico de frente activo. Por otra parte, la literatura de control ha introducido métodos para lidiar con plantas de fase no-mínima. Por ejemplo, conceptos tales como inversión aproximada [46, 47], factorización de planta [48], y muestreo [49, 50, 51] han sido exitosamente empleados para el control de estos sistemas. Sin embargo, estos métodos no han sido aplicados en convertidores de potencia, ya sea en controladores convencionales o predictivos.

Para abordar el problema de control, eliminando también el controlador PI convencional, se propone un esquema basado en las ideas desarrolladas en el capítulo anterior. El método a proponer utiliza propiedades del proceso de muestreo junto con el concepto de sistema de fase mínima. El controlador predictivo propuesto, de horizonte unitario, y por lo tanto con limitado costo computacional, utiliza un modelo de predicción de fase mínima en conjunto con la explotación de consecuencias del proceso de muestreo. Lo anterior, permite obtener un esquema de control simple y completamente discreto, que no requiere un horizonte extendido,

de modulador, y no utiliza un controlador PI, además de tener una buena respuesta dinámica en el control de voltaje dc. El esquema propuesto se ilustra en la Fig. 7.4 y será descrito en detalle a continuación.

7.3.1. Característica NMP de la F. de T. potencia-voltaje

De los resultados presentados e investigaciones previas, un controlador de potencia FCS-MPC de horizonte corto permite un seguimiento rápido de referencias. En efecto, es posible realizar una inversión casi perfecta de la planta como ha sido ya ilustrado. Por otro lado, los resultados muestran que un controlador predictivo de voltaje con horizonte uno no es trivial de conseguir.

Una primera aproximación para obtener un control de voltaje rápido es utilizar un controlador predictivo de horizonte uno para generar la referencia de potencia requerida. Para lograr este objetivo, se requiere de un modelo de tiempo discreto que represente la relación dinámica potencia de entrada - voltaje de salida. De acuerdo a [3], la dinámica en tiempo continuo potencia de entrada - voltaje de salida está dada por:

$$p_s - \frac{L_s}{\mathbf{v}_s^{abcT} \mathbf{v}_s^{abc}} \left(p_s \frac{dp_s}{dt} + q_s \frac{dq_s}{dt} \right) - \frac{r_s}{\mathbf{v}_s^{abcT} \mathbf{v}_s^{abc}} (p_s^2 + q_s^2) = C_{dc} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}}, \quad (7.28)$$

donde para un set trifásico de voltajes balanceados $\mathbf{v}_s^{abcT} \mathbf{v}_s^{abc} = (3/2)V_s^2$, con V_s la amplitud de voltaje de fase. Un modelo lineal de pequeña señal puede ser obtenido a partir de la ecuación anterior, el que resulta en la siguiente función de transferencia en el plano s :

$$h_{vdcps}(s) = \frac{\Delta v_{dc}(s)}{\Delta p_s(s)} = k \frac{s + z_{vdc}}{s + p_{vdc}}, \quad (7.29)$$

donde $k = -2L_s P_{so} / (3C_{dc} V_{dc} V_s^2)$, y

$$z_{vdc} = - \left(\frac{3V_s^2}{2P_{so}L_s} - \frac{2r_s}{L_s} \right), p_{vdc} = \frac{2}{R_{dc}C_{dc}}, \quad (7.30)$$

con P_{so} la potencia de entrada en el punto de operación.

La función de transferencia (7.29), que representa localmente la relación dinámica entre el voltaje de salida y la potencia de entrada, tiene un cero en S.P.D. de acuerdo a lo esperado a partir de la respuesta de voltaje del controlador de potencia FCS-MPC con horizonte uno, Fig. 7.3. Cuando se aplica un cambio escalón en la referencia de potencia, un sobrepaso negativo transitorio aparece en la respuesta de voltaje. Dado que el sistema muestra un comportamiento NMP, un controlador predictivo con horizonte corto involucra una dinámica interna inestable, por lo que no es posible de implementar en la práctica y se requiere desarrollo adicional.

7.3.2. Modelo de predicción de fase mínima

Para resolver el problema y obtener un controlador predictivo de horizonte corto que opere correctamente, se propone un método basado en el concepto de factorización para evitar la inversión de las partes no invertibles de las dinámicas. Esto significa que la planta se separa en partes invertibles y no-invertibles, es decir de fase mínima y no-mínima, respectivamente. Luego, el controlador predictivo de voltaje solo controla la parte de fase mínima, que es invertible.

En sistemas lineales existen varias formas para factorizar un modelo de fase no-mínima en partes de fase mínima y no-mínima [47, 46]. Sin embargo, debido a que (7.28) es una planta no-lineal, estos métodos no pueden ser directamente utilizados en el presente caso. El problema de factorización en sistemas no-lineales que poseen comportamiento de fase no-mínima es considerablemente más difícil [48]. Dentro de las opciones utilizadas en sistemas lineales se encuentra en método NPZ-ignore [46]. El concepto clave detrás de éste es ignorar el cero en el semiplano derecho para el diseño del controlador.

En base a la idea anterior, se busca un modelo de predicción no-lineal que no muestre el comportamiento indeseable, y de esta forma sea de fase mínima e invertible. Al analizar el modelo (7.28) y la función de transferencia (7.29), es posible observar que el cero se encuentra relacionado con la derivada de la potencia, que corresponde a la entrada. Ésta es una consecuencia estructural de la necesidad de cargar los inductores para transferir la energía hacia la salida. Una aproximación conveniente es considerar que el controlador predictivo de potencia sigue la referencia más rápidamente que el tiempo de muestreo utilizado para el lazo de voltaje. Esto permite la eliminación de la derivada de la potencia de la ecuación del sistema (7.28), eliminando el acoplamiento dinámico indeseado entre ambas variables, a su vez reflejado en el cero en el S.P.D. en el modelo linealizado. El modelo aproximado resultante es:

$$p_s - \frac{L_s}{\mathbf{v}_s^{abcT} \mathbf{v}_s^{abc}} \left(q_s \frac{dq_s}{dt} \right) - \frac{r_s}{\mathbf{v}_s^{abcT} \mathbf{v}_s^{abc}} (p_s^2 + q_s^2) = C_{dc} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}}. \quad (7.31)$$

Por otra parte, q_s y su derivada se pueden eliminar, dado que son directamente controladas por el controlador predictivo interno de potencia y solo actúan como perturbaciones. Esto significa que el modelo se puede simplificar a:

$$p_s - \frac{r_s}{\mathbf{v}_s^{abcT} \mathbf{v}_s^{abc}} p_s^2 = C_{dc} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}}. \quad (7.32)$$

Este modelo aproximado tiene el mismo comportamiento en estado estacionario que el modelo no-lineal original, pero no posee el comportamiento NMP indeseado.

Para verificar la coincidencia del modelo de fase mínima propuesto con la respuesta de voltaje real se realiza un estudio de simulación. El sistema y el modelo propuesto se someten a cambios escalón en la referencia de potencia de entrada. Los resultados, presentados en la Fig.

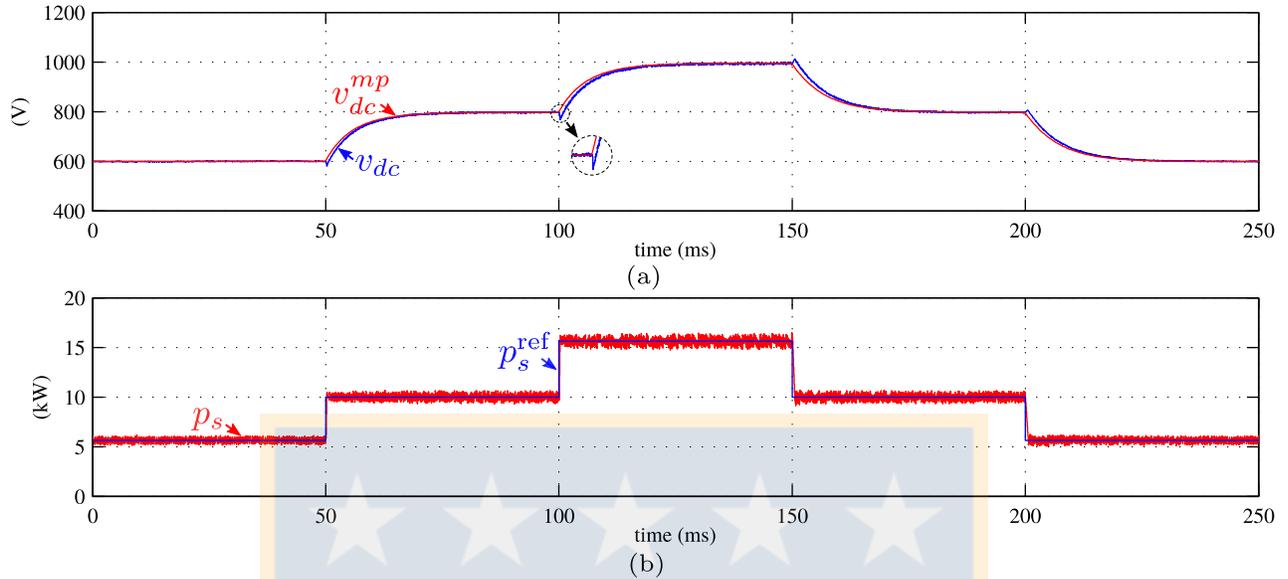


Fig. 7.5. Modelo potencia de entrada - voltaje de salida aproximado.

- (a) voltaje de salida real v_{dc} (azul) y modelo aproximado v_{dc}^{mp} (rojo);
 (b) potencia activa de entrada p_s (rojo) y referencia p_s^{ref} (azul).

7.5 (a), muestran que la respuesta aproximada no posee sobrepaso negativo y coincide en estado estacionario con el voltaje de salida real. Por otra parte, el error de aproximación es pequeño para el modelo propuesto. En efecto, la respuesta real es casi indistinguible de la aproximada ignorando el retardo incurrido por el sobrepaso negativo.

Un modelo de tiempo discreto no-lineal se puede obtener a partir de (7.32) utilizando la aproximación de Euler de la derivada:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} \approx \frac{v_{dc,k+1} - v_{dc,k}}{T_{vdc}}, \quad (7.33)$$

donde T_{vdc} es el tiempo de muestreo del lazo de voltaje. El modelo de predicción no-lineal resultante para el voltaje v_{dc} es:

$$v_{dc,k+1} = \frac{T_{vdc}}{C_{dc}} \frac{1}{v_{dc,k}} \left(p_{s,k} - \frac{2r_s}{3V_s^2} p_{s,k}^2 - \left(\frac{1}{R_{dc}} - \frac{C_{dc}}{T_{vdc}} \right) v_{dc,k}^2 \right), \quad (7.34)$$

donde las variables $p_{s,k}$ y $v_{dc,k}$ son medidas para el tiempo de muestreo actual.

7.3.3. Generación de salida de fase mínima

El modelo propuesto solo resuelve parcialmente las dificultades del control predictivo de voltaje de horizonte uno. En particular, la respuesta dinámica del modelo solo es una aproximación de fase mínima de la respuesta de voltaje real. Esto significa que el controlador predictivo no debería ser alimentado directamente con la variable de voltaje real. Si éste no es el caso, la

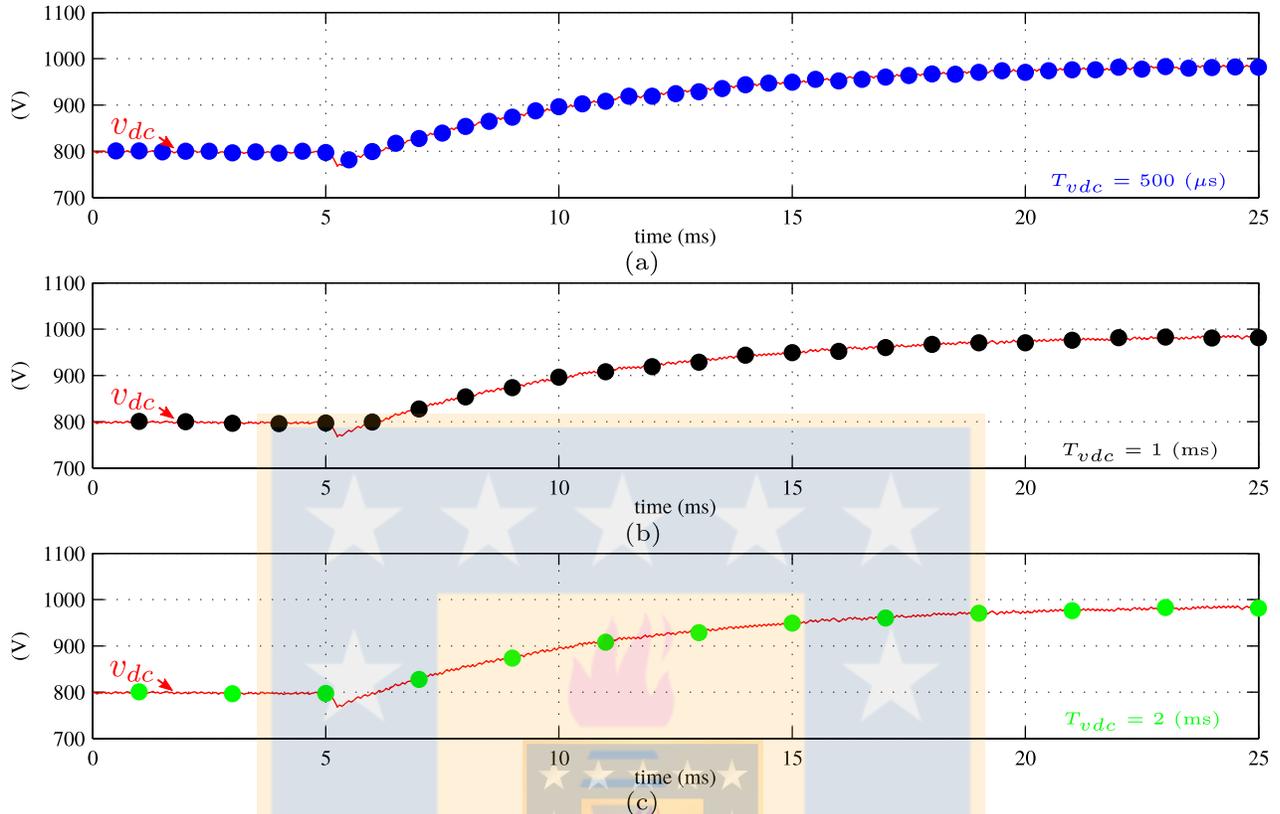


Fig. 7.6. Ilustración del efecto del muestreo en el comportamiento de fase no-mínima del voltaje v_{dc} .
 (a) periodo de muestreo $T_{vdc} = 500(\mu s)$, (b) $T_{vdc} = 1(ms)$, (c) $T_{vdc} = 2(ms)$.

parte de la dinámica que involucra el cero en el S.P.D. será realimentada y considerada en el proceso de inversión, llevando a inestabilidad interna. En vez de esto, se debe encontrar una forma adecuada de mapear la respuesta NMP real del sistema al modelo aproximado de fase mínima.

La compensación de voltaje de salida anteriormente mencionada es similar en concepto al predictor Smith, donde la salida real del sistema se compensa a través del conocimiento del comportamiento del sistema para evitar la inversión de la parte no-invertible de la dinámica. El principal problema es que el concepto del predictor Smith es difícil de aplicar en el contexto de los sistemas no-lineales, ya que se requiere factorizar la planta para determinar el término de compensación necesario para transformar la salida original a una de fase mínima. Para evitar este problema, se propone aprovechar el proceso de muestreo utilizando un tiempo de muestreo seleccionado apropiadamente. Previamente este concepto ha sido empleado en el contexto de controladores autosintonizantes [51], y también basados en modelo interno [13]. Una discusión más reciente de esta propiedad se realiza en [50] y [49]. Para la presente aplicación se propone elegir un tiempo de muestreo que sea siempre mayor al tiempo de sobrepaso negativo de la respuesta potencia de entrada-voltaje de salida. Si éste es el caso, el sobrepaso negativo no

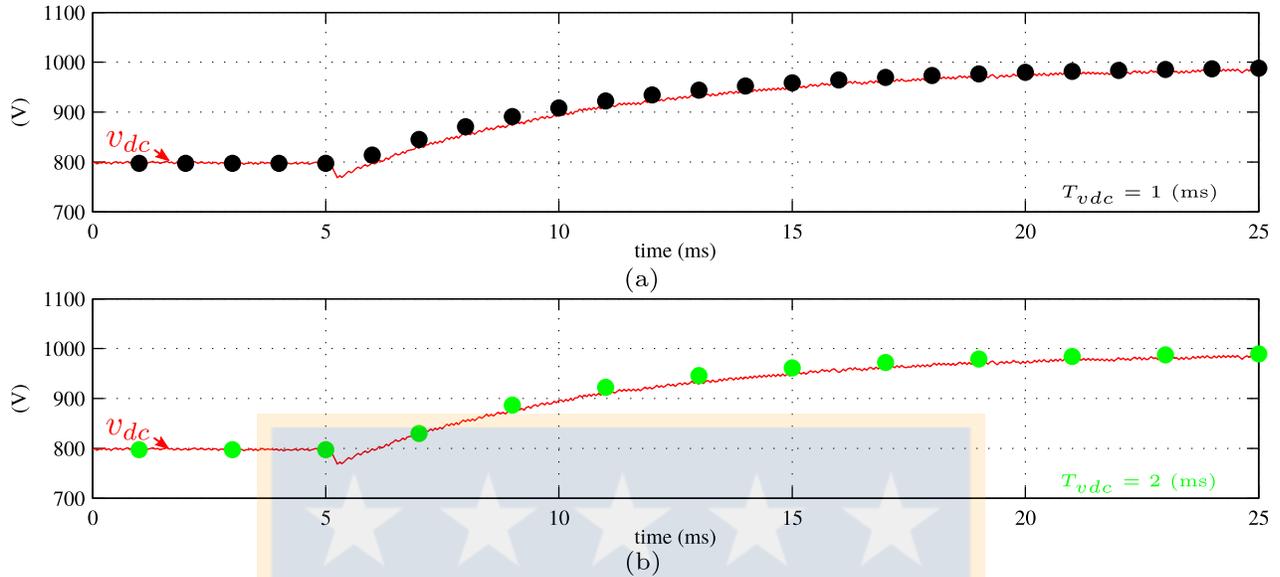


Fig. 7.7. Comparación entre la respuesta muestreada del modelo aproximado de fase mínima con la salida de fase no-mínima verdadera.
 (a) sampling time $T_{vdc} = 1(ms)$; (b) $T_{vdc} = 2(ms)$.

aparecerá en la variable muestreada, resultando en una aproximación de fase mínima de la salida real.

Para ilustrar el concepto se realiza una simulación en donde se compara la respuesta real de tiempo continuo del voltaje con su contraparte muestreada a un cambio escalón en la referencia de potencia activa para diferentes tiempos de muestreo. Los resultados se presentan en la Fig. 7.6, para tres tiempos de muestreo T_{vdc} iguales a $500 (\mu s)$, 1 (ms), y 2 (ms). Para $T_{vdc} = 500 (\mu s)$, Fig. 7.6 (a), la variable muestreada refleja el sobrepaso negativo de la respuesta de tiempo continuo. Cuando se incrementa el tiempo de muestreo a 1 (ms), Fig. 7.6 (b), el variable muestreada se encuentra en el límite de reflejar el comportamiento NMP, dado que la siguiente muestra luego del cambio escalón es igual a su valor previo. Por otra parte, si T_{vdc} se incrementa a 2 (ms), Fig. 7.6 (c), la respuesta ya no refleja el sobrepaso negativo y puede ser aproximada por una respuesta de fase mínima, dado que es monótonicamente creciente. En conclusión, el proceso de muestreo es capaz de eliminar el sobrepaso negativo.

Para verificar la exactitud del modelo discreto aproximado de fase mínima (7.34) respecto a la salida real del sistema se lleva a cabo una simulación. Los resultados se presentan en la Fig. 7.7 para tiempos de muestreo $T_{vdc} = 1$ (ms) y 2 (ms). El tiempo de muestreo $T_{vdc} = 1$ (ms), Fig. 7.7 (a), corresponde al valor crítico para generar una salida muestreada sin sobrepaso negativo para este set de parámetros ilustrativo. La exactitud del modelo aproximado en este caso es limitada, lo que es esperable, dado que el modelo de fase mínima ha sido diseñado explícitamente para no mostrar este comportamiento. Sin embargo, cuando el tiempo de muestreo se incrementa a $T_{vdc} = 2$ (ms), Fig. 7.7 (b), la exactitud se incrementa, ya que el modelo es capaz de capturar

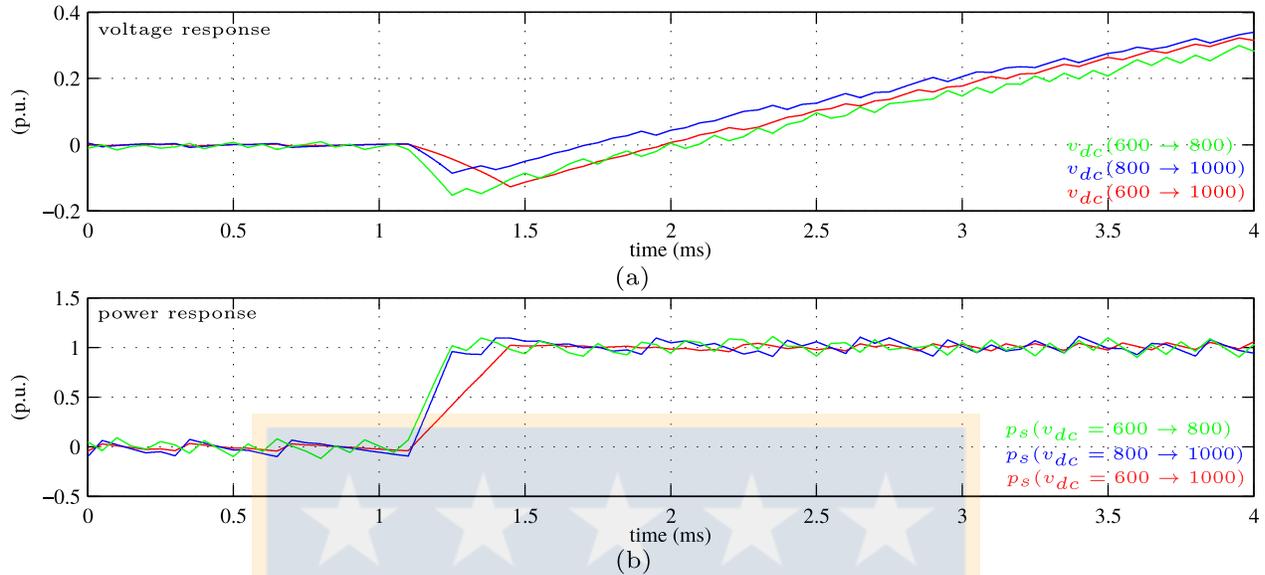


Fig. 7.8. Sobrepaso negativo en la respuesta de voltaje normalizada para diferentes cambios escalón en referencia de potencia activa.

(a) sobrepaso negativo al mover v_{dc} de 600 a 800 (V), 800 a 1000 (V), y 600 a 1000(V); (b) seguimiento normalizado de la potencia para los cambios correspondientes.

de mejor forma el verdadero comportamiento dinámico del sistema.

7.3.4. Selección del tiempo de muestreo de voltaje

Como se ha ilustrado, el proceso de muestreo permite recuperar una respuesta de voltaje sin sobrepaso negativo a partir de la salida real del sistema. Sin embargo, para que esto ocurra, se debe utilizar un tiempo de muestreo apropiado. El tiempo de muestreo crítico depende de la duración esperada del sobrepaso negativo en la respuesta de voltaje. Una solución analítica para este problema no es sencilla de obtener, dado que la dinámica potencia-voltaje es no-lineal. Sin embargo, un análisis mediante simulación junto a algunas observaciones pueden ser utilizadas para una solución práctica.

La respuesta dinámica del lazo de potencia de entrada a un cambio escalón en la referencia puede ser utilizada como una guía para determinar un tiempo de muestreo apropiado. La Fig. 7.8 muestra la respuesta de voltaje ante cambios escalón en la referencia de potencia activa. Al comparar las Fig. 7.8 (a) y (b) puede observarse que la duración del sobrepaso negativo es mayor que el tiempo de asentamiento del controlador de potencia. Esto implica que el tiempo de muestreo T_{vdc} debe ser al menos mayor que este tiempo. Además, la duración del sobrepaso negativo depende en la magnitud del cambio escalón, siendo mayor mientras más grande sea la potencia de referencia. Luego, se propone que el tiempo de muestreo T_{vdc} debe ser al menos dos

veces la máxima duración del sobrepaso negativo $t_{ush}^{(\max)}$:

$$T_{vdc} \geq 2t_{ush}^{(\max)}. \quad (7.35)$$

El valor de $t_{ush}^{(\max)}$ puede ser obtenido del análisis de la respuesta dinámica del controlador de potencia activa ante cambios escalón en su referencia. En particular, el peor caso ocurre para un cambio escalón desde el valor mínimo de operación al máximo, como se ilustra en la Fig. 7.8 (b).

Por otra parte, la linealización del modelo (7.28) puede ser utilizada para obtener una aproximación al tiempo de muestreo crítico. Para una planta de primer orden con un polo y un cero definida por:

$$h(s) = \frac{1}{\tau_1 s + 1} \frac{\tau_3 s + 1}{\tau_2 s + 1}, \quad (7.36)$$

con $\tau_1, \tau_2 > 0$ y $\tau_3 < 0$ (fase no-mínima), la salida está dada por:

$$y(t) = 1 + \frac{\tau_1 - \tau_3}{\tau_2 - \tau_1} e^{-t/\tau_1} - \frac{\tau_2 - \tau_3}{\tau_2 - \tau_1} e^{-t/\tau_2}. \quad (7.37)$$

Si τ_2 es pequeño, entonces la salida será aproximadamente:

$$y(t) = 1 + \frac{\tau_1 - \tau_3}{-\tau_1} e^{-t/\tau_1}. \quad (7.38)$$

La salida debe ser cero en el punto donde el sobrepaso negativo ha ocurrido. Luego, resolviendo la ecuación para este instante:

$$t_z = \tau_1 \ln \frac{\tau_1 - \tau_3}{\tau_1}. \quad (7.39)$$

Reemplazando los valores del modelo linealizado (7.29), el tiempo de muestreo crítico resulta aproximadamente igual a:

$$t_z = \frac{R_{dc} C_{dc}}{2} \ln \left(1 - \frac{4P_s L_s}{R_{dc} C_{dc}} \frac{1}{4P_s r_s - 3V_s^2} \right), \quad (7.40)$$

donde P_s es la máxima potencia del convertidor. Para tener un margen de seguridad apropiado, se propone que el tiempo de muestreo T_{vdc} sea al menos dos veces el tiempo crítico t_z , es decir, $T_{vdc} > 2t_z$. Este criterio puede ser verificado considerando los resultados de la Fig. 7.8. Evaluando (7.40) para el set de parámetros de ejemplo, el tiempo de muestreo crítico es $t_z \approx 1$ (ms), que coincide aproximadamente con los resultados obtenidos a través de simulación. De esta forma, seleccionando $T_{vdc} = 2$ (ms) como ha sido propuesto asegura que el sobrepaso negativo no esté presente en la respuesta de voltaje muestreada.

7.3.5. Cálculo de la referencia de potencia

Para generar el comando de potencia activa para llevar el voltaje v_{dc} hacia su valor deseado el controlador propuesto utiliza el modelo (7.34). Como la acción de control ya se encuentra fijada para el presente periodo de muestreo, se requiere un paso de predicción adicional. Así, escribiendo el modelo (7.34) para el instante $k + 1$ lleva a:

$$v_{dck+2} = \left(p_{sk+1} - \frac{2r_s}{3V_s^2} p_{sk+1}^2 - \left(\frac{1}{R_{dc}} - \frac{C_{dc}}{T} \right) v_{dck+1} \right) \frac{T}{C_{dc}} \frac{1}{v_{dck+1}}. \quad (7.41)$$

Reemplazando el valor de v_{dck+2} por el valor de referencia deseado v_{dck+2}^* es posible obtener una ecuación cuadrática para la potencia de entrada requerida:

$$p_{sk+1}^2 + bp_{sk+1} + c = 0, \quad (7.42)$$

donde,

$$b = -\frac{3V_s^2}{2r_s}, c = \frac{3V_s^2}{2r_s} \frac{C_{dc}}{T} v_{dck+1} v_{dck+2}^* + \frac{3V_s^2}{2r_s} \left(\frac{1}{R_{dc}} - \frac{C_{dc}}{T} \right) v_{dck+1}^2. \quad (7.43)$$

Esta ecuación posee dos raíces, las que se encuentran dadas por:

$$p_{sk+1} = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4c}}{2}, \quad (7.44)$$

sin embargo, el valor deseado para p_{sk+1} debe además verificar que: (i) sea positivo, (ii) debe corresponder al menor valor.

7.3.6. Trayectoria de referencia

Los controladores predictivos que utilizan horizontes cortos se caracterizan en general por tener una respuesta de control agresiva y pobre robustez. Por otro lado, en el caso del control de voltaje de salida en el rectificador de frente activo trifásico fuente de voltaje existe un trade off entre el ancho de banda del controlador y el sobrepaso negativo inicial en la respuesta de voltaje. Esto significa que una respuesta más rápida se traduce en un mayor sobrepaso negativo ante cambios escalón en la referencia. Para mejorar el comportamiento del controlador respecto a los problemas anteriores, se considerará una trayectoria de referencia lineal o filtro de setpoint [42]. La trayectoria de referencia para el voltaje de salida v_{dc} corresponderá a la siguiente ecuación de diferencias:

$$v_{dck+2}^* = v_{dck}^* + \alpha_r (v_{dck+1} - v_{dck}^*), \quad (7.45)$$

donde α_r debe estar dentro del círculo unitario para que la ecuación sea estable, y se asume que $v_{dck+1}^* = v_{dck}^*$. Ajustando el valor de α_r permite sintonizar la dinámica resultante del controlador,

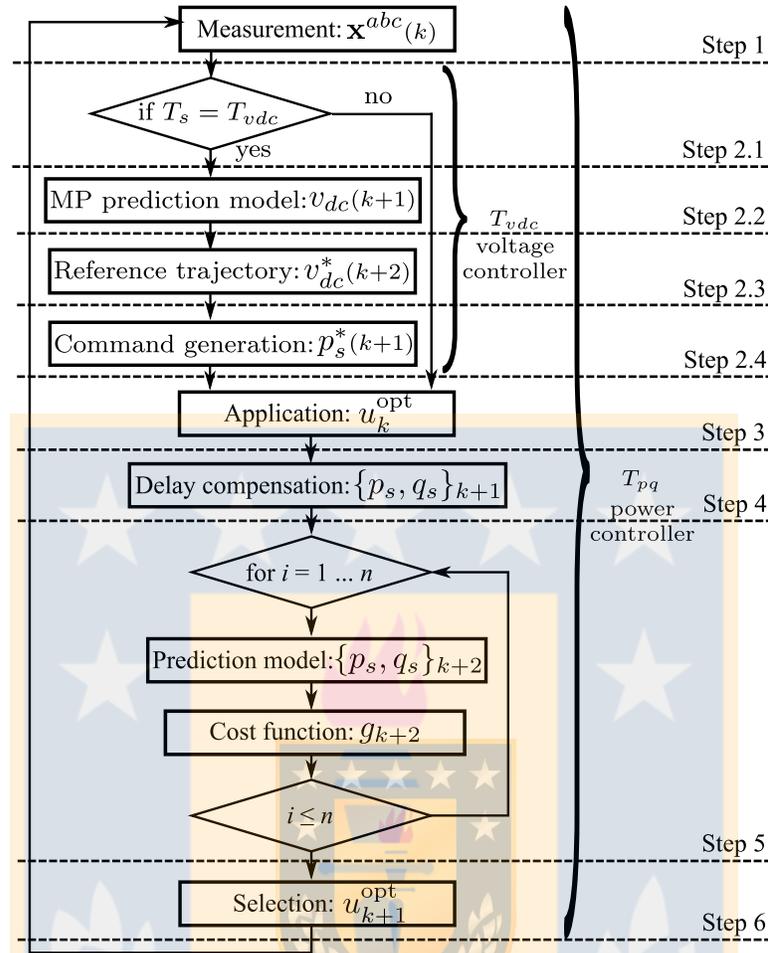


Fig. 7.9. Diagrama de flujo asociado al controlador predictivo propuesto.

donde mientras los valores más se acercan a 1 implican respuestas más lentas.

7.3.7. Implementación del algoritmo y diagrama de flujo asociado

El algoritmo propuesto se resume en el diagrama de bloques de la Fig. 7.4. Su implementación y operación se puede dividir en los pasos presentados en el diagrama de flujo Fig. 7.9. Es importante notar que desde el Paso 2.1 hasta el Paso 2.4 se ejecutan con el periodo de muestreo del controlador de voltaje T_{vdc} , el que es más lento que el periodo de muestreo del controlador de potencia T_{pq} . A continuación se describirá detalladamente cada paso.

Paso 1 Medición: Se miden las variables de estado del sistema \mathbf{x}^{abc} , que son las corrientes de los inductores de entrada \mathbf{i}_s^{abc} y el voltaje del condensador de salida v_{dc} , junto con la perturbación \mathbf{v}_s^{abc} .

Paso 2.1 Decisión de muestreo: Se verifica si el controlador predictivo de voltaje se debe ejecutar (actualizar su salida), contando el número de períodos de muestreo ocurridos desde la última actualización. Si no han ocurrido un suficiente número de periodos de muestreo se salta al Paso

3, sin actualizar la referencia de potencia $p_{s_{k+1}}^*$.

Paso 2.2 *Modelo de predicción de fase mínima*: Se utiliza el valor actual del voltaje v_{dc_k} como entrada para el modelo de predicción de fase mínima para predecir el valor del voltaje en el instante $k + 1$, $v_{dc_{k+1}}$.

Paso 2.3 *Trayectoria de referencia*: Se genera la referencia de voltaje deseado $v_{dc_{k+2}}^*$ utilizada para calcular el comando de potencia $p_{s_{k+1}}^*$.

Paso 2.4 *Generación de comando de potencia*: Se utiliza el valor predicho del voltaje obtenido a partir del modelo de fase mínima $v_{dc_{k+1}}$, junto con el modelo de fase mínima, para generar el valor del comando de potencia requerido en el instante $k + 1$, $p_{s_{k+1}}^*$.

Paso 3 *Aplicación*: Se aplica el estado de conmutación s_r^{abc} obtenido en el periodo de muestreo anterior, de acuerdo a lo definido por el controlador.

Paso 4 *Compensación de retardo*: Se predice el valor de las potencias activa y reactiva en el instante $k + 1$, $p_{s_{k+1}}$ y $q_{s_{k+1}}$, para ser utilizadas por el modelo de predicción de potencia.

Paso 5 *Predicción*: Se utiliza el modelo de predicción para minimizar la función de costo g_{k+2} , de acuerdo a las referencias.

Paso 6 *Selección*: Se actualiza el estado de conmutación s_r^{abc} que será aplicado en el siguiente tiempo de muestreo. Se retorna al Paso 1 en el siguiente periodo de muestreo T_{pq} .

7.4. Resultados de simulación

Para verificar la propuesta inicialmente se considerará un estudio de simulación. Los parámetros serán iguales a los utilizados anteriormente en los ejemplos ilustrativos. Primero, se evaluará la respuesta del controlador ante cambios escalón en la referencia de voltaje y se comparará con la respuesta obtenida utilizando solo el controlador de potencia. Posteriormente, se revisará su comportamiento ante variaciones de parámetros y perturbaciones.

7.4.1. Seguimiento de referencia ante cambios escalón

Para estudiar el comportamiento ante seguimiento del controlador propuesto se aplican cambios escalón a la referencia de voltaje. La respuesta del sistema a una secuencia de cambios escalón en la referencia de voltaje se presenta en la Fig. 7.10. En particular, la Fig. 7.10 (a) muestra la referencia de voltaje y la respuesta real del sistema. Se puede observar que la referencia es correctamente seguida luego de un retardo de 2 periodos de muestreo, tal como se espera, dada la forma en la que el controlador calcula la referencia de potencia requerida. En efecto, dado que el valor de potencia en el instante $k + 1$ ya se encuentra determinado en el periodo de muestreo anterior, el efecto de la acción de control solo puede ser esperado en el instante $k + 2$. Luego del retardo inicial, el controlador comienza el seguimiento de la trayectoria de referencia

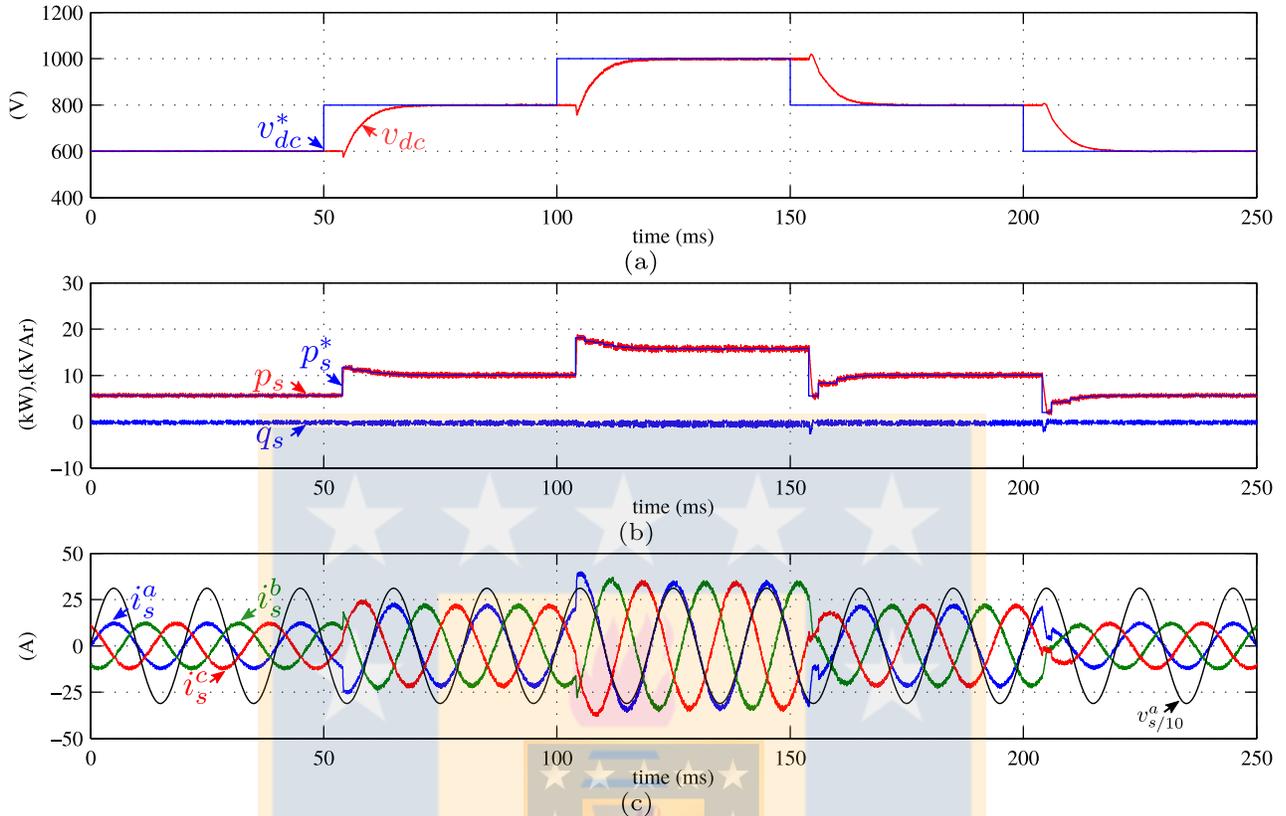


Fig. 7.10. Resultados de simulación para cambios escalón en la referencia con el controlador de voltaje propuesto.

(a) voltaje de salida v_{dc} y su referencia v_{dc}^* ; (b) potencia activa de entrada p_s , su referencia p_s^* , y potencia reactiva de entrada q_s ; (c) corrientes de entrada i_s^{abc} y voltaje de alimentación fase a escalado $v_s^a/10$.

deseada. El sobrepaso negativo característico de la respuesta de voltaje permanece, lo que indica que el cero en el S.P.D. no es cancelado por el controlador.

La Fig. 7.10 (b) muestra la potencia de entrada del convertidor y su referencia, la que es generada por el controlador de voltaje. Como en la respuesta de voltaje, el retardo de dos tiempos de muestreo también se encuentra presente en la referencia de potencia. El valor de ésta es inicialmente mayor que el valor de estado estacionario, lo que permite que el sistema tenga una respuesta más rápida que al operar solamente en lazo abierto. Por otra parte, la potencia reactiva instantánea en la entrada se encuentra regulada en torno al valor de su referencia de 0 (VAr), es decir, operando con un factor de desplazamiento unitario. Finalmente, la Fig. 7.10 (c) muestra las corrientes de entrada del convertidor, las que se comportan adecuadamente en condición transiente, sin alejarse demasiado de los valores de estado estacionario.

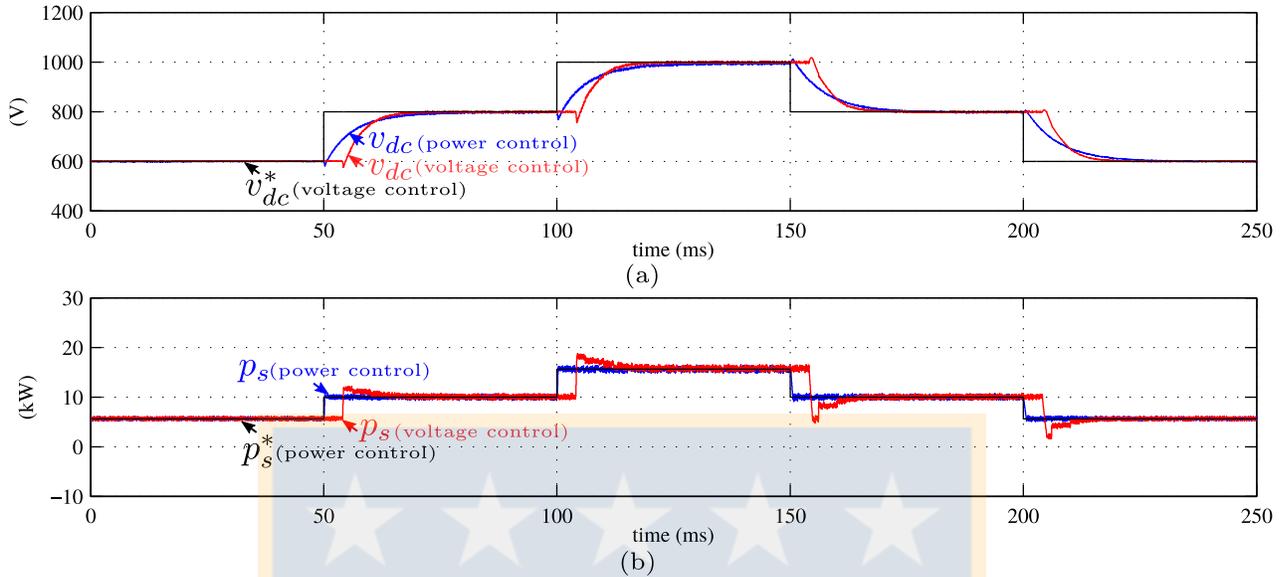


Fig. 7.11. Respuestas de voltaje y potencia del controlador de voltaje propuesto y del controlador de potencia solo.

(a) respuesta de voltaje v_{dc} del controlador propuesto (rojo), controlador de potencia solo (azul), y referencia de voltaje v_{dc}^* (negro); (b) potencia activa de entrada utilizando el controlador de voltaje propuesto (rojo), controlador de potencia solo (azul), y su referencia p_s^* (negro).

7.4.2. Comparación con solo controlador de potencia

Para comparar la respuesta dinámica de voltaje del controlador propuesto con aquella obtenida solo utilizando el controlador de potencia se grafican ambas en una única figura. Los resultados se muestran en la Fig. 7.11, donde la Fig. 7.11 (a) muestra la respuesta de voltaje y la Fig. 7.11 (b) muestra la potencia de entrada del convertidor. Es aparente la existencia de un retardo de dos periodos de muestreo en la respuesta de voltaje del controlador propuesto, debido a la forma en que se genera la referencia de potencia. Por otra parte, es claro de la Fig. 7.11 (b) que la mejora en la respuesta dinámica de voltaje, en comparación a solo el controlador de potencia, se consigue producto de un incremento transitorio de la potencia de entrada extraída.

7.4.3. Comportamiento ante cambio en parámetros

Se desea que el controlador muestre al menos un comportamiento estable cuando los parámetros del modelo no coinciden exactamente con aquellos del sistema físico. Para estudiar el comportamiento del controlador bajo estas condiciones se llevan a cabo una simulación en donde se introduce error en los parámetros del modelo utilizado por el controlador. Se considera una secuencia de cambios escalón en los diferentes parámetros del modelo. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 7.12.

Inicialmente, durante el intervalo 0-150 (ms), se aplica una secuencia de cambios escalón

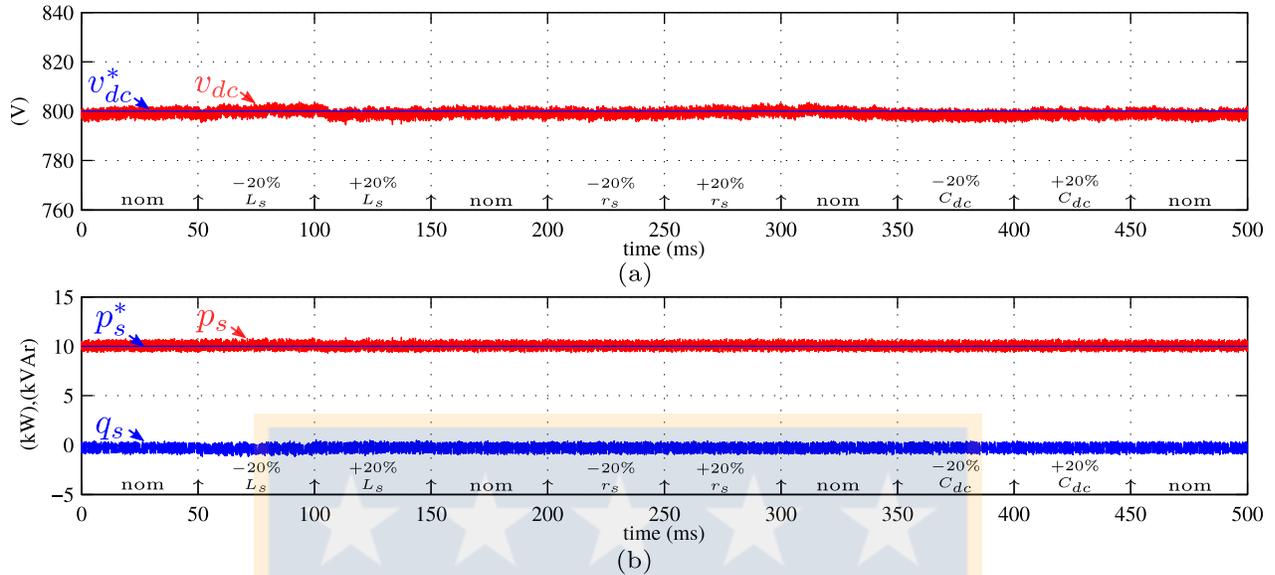


Fig. 7.12. Comportamiento del controlador propuesto ante error en parámetros del modelo L_s , r_s y C_{dc} .

(a) voltaje de salida v_{dc} y su referencia v_{dc}^* ; (b) potencia activa instantánea de entrada p_s , su referencia p_s^* , y potencia reactiva de entrada q_s .

en el valor de inductancia del modelo L_s . Este elemento es una de las principales fuentes de error en parámetros deado que su valor depende de la tolerancia del componente, la inductancia de la red, que depende a su vez de su estado, y del cableado utilizado para alimentar el convertidor Al comienzo, se incrementa el valor en un 20 % durante el intervalo 50-100 (ms), luego se disminuye a un 80 % de su valor nominal, retornando a éste a los 150 (ms). Como se puede observar de la Fig. 7.12, se obtiene un comportamiento estable con reducido error en estado estacionario para las variables controladas, el voltaje de salida y la potencia reactiva instantánea en la entrada.

Posteriormente, durante el intervalo 200-300(ms), se aplica una secuencia de cambios escalón en el valor de la resistencia parásita r_s . Este parámetro se encuentra definido por el filtro inductivo y su valor depende de las pérdidas y también del cableado de alimentación. Como en el caso anterior, el valor se incrementa 20 % durante 200-250(ms), y luego se reduce a 80 % de su valor nominal, retornando a éste a los 300 (ms). La Fig. 7.12 muestra resultados similares a los obtenidos ante la modificación del valor de inductancia, logrando una operación estable con bajo error en estado estacionario.

Durante el intervalo 350-450(ms), se aplican cambios escalón a la capacitancia C_{dc} del modelo. El valor del capacitor de salida depende de su vejez y de su tolerancia respecto del valor nominal. En particular, una tolerancia de 20 % es común en componentes comerciales. Para la prueba, se incrementa el valor 20 % en 350 (ms) y luego se reduce a 80 % de su valor nominal en 400 (ms), retornando al valor inicial en 450 (ms). La Fig. 7.12 muestra que también en este caso el controlador permanece estable y con un bajo error en estado estacionario, como fue verificado

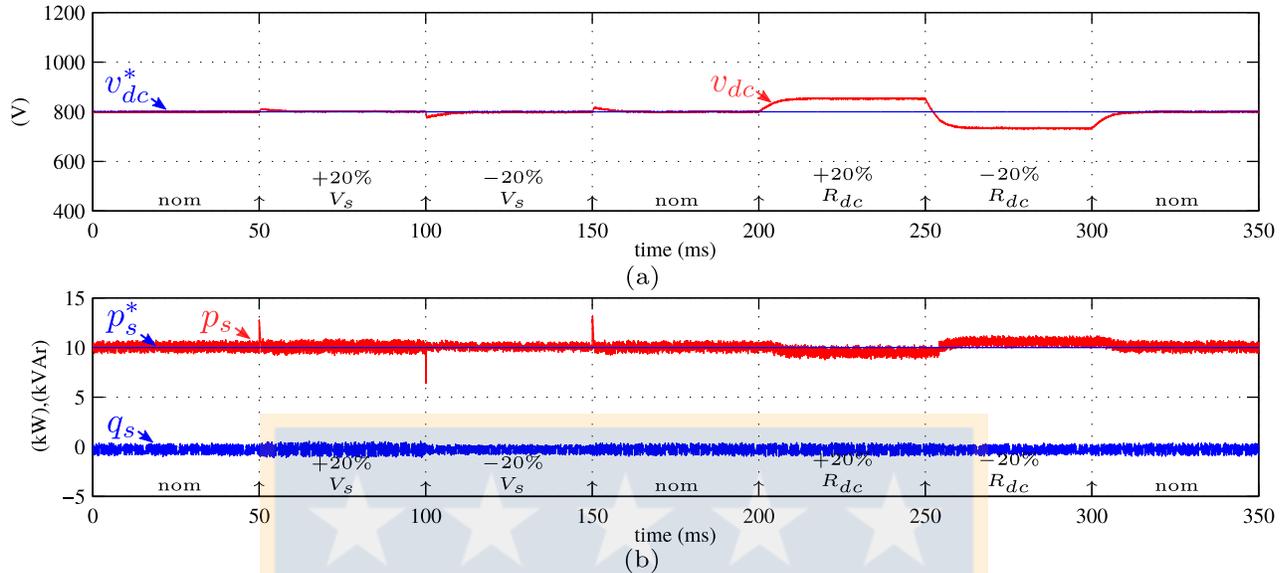


Fig. 7.13. Comportamiento del controlador propuesto bajo perturbaciones en voltaje de red y resistencia de carga.

(a) voltaje de salida v_{dc} y su referencia v_{dc}^* , (b) potencia activa instantánea de entrada p_s , su referencia p_s^* , y potencia reactiva de entrada q_s .

en las pruebas anteriores.

7.4.4. Comportamiento ante perturbaciones

El esquema de control debe operar correctamente al ser sujeto a perturbaciones, particularmente en términos de estabilidad. En el rectificador trifásico se pueden reconocer al menos dos posibles fuentes de perturbaciones, las que corresponden a la tensión de alimentación y a la carga. La primera es una fuente común de perturbación, en efecto, debido a cambios en las condiciones de la red, usualmente ocurren sags/swells. El controlador debe mantener el voltaje de salida alrededor del valor de referencia y no ser afectado por estos cambios. La misma situación se desea en el caso de variaciones en la resistencia de carga, la que varía dependiendo de la carga conectada.

Para probar esta situación, se aplican cambios escalón en la magnitud de la tensión de red durante 0-200 (ms). La Fig. 7.13 (a) muestra la respuesta de voltaje del controlador a un swell de 20% swell en la red durante 50-100(ms), mientras que la Fig. 7.13 (b) muestra las correspondientes potencias de entrada. El voltaje de salida se ve prácticamente no afectado por este cambio en el voltaje de alimentación, luego de un corto transiente. Resultados similares se obtienen para un cambio escalón tipo sag del 20% durante 100-150(ms). Como es posible comprobar, se obtiene una operación estable con un reducido error en estado estacionario incluso bajo estas condiciones.

Posteriormente, durante 200-350(ms), se aplican cambios del 20% del valor nominal en

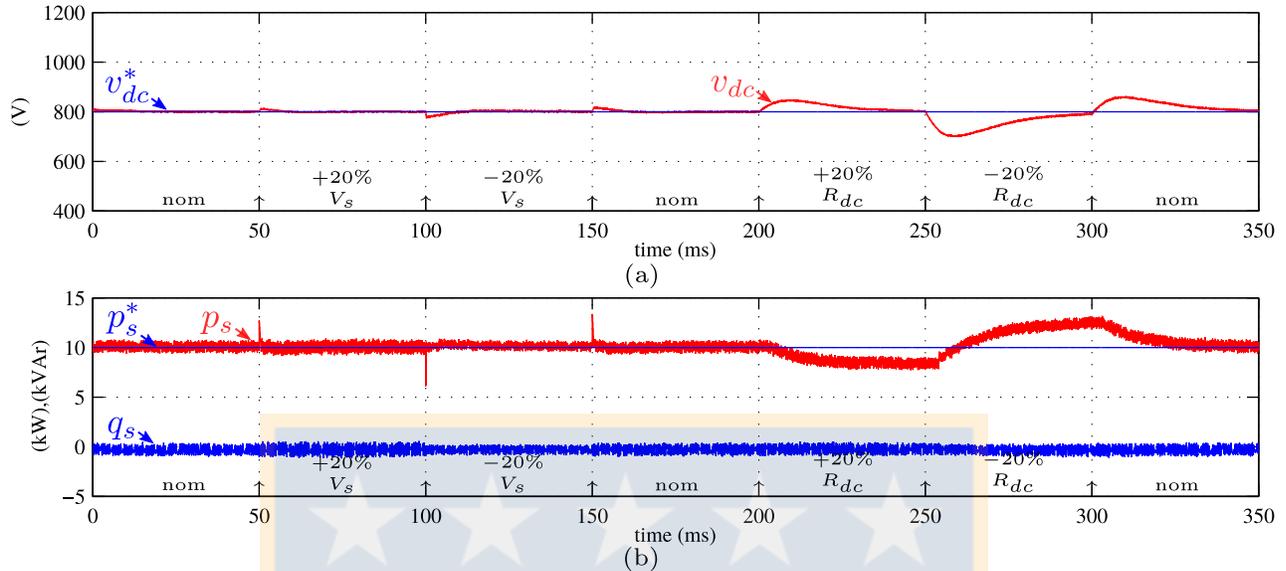


Fig. 7.14. Comportamiento del controlador propuesto bajo perturbaciones en voltaje de red y resistencia de carga con compensación.

(a) voltaje de salida v_{dc} y su referencia v_{dc}^* , (b) potencia activa instantánea de entrada p_s , su referencia p_s^* , y potencia reactiva de entrada q_s .

la resistencia de carga del modelo. La Fig. 7.13 muestra el comportamiento del controlador cuando se aumenta y reduce su valor durante este periodo de tiempo. Se observa una operación estable luego de los cambios, sin embargo surge un error no despreciable en el valor en estado estacionario. Esta es una consecuencia natural de la falta de acción integral en el controlador predictivo propuesto.

Para resolver este problema se propone como solución agregar acción integral al controlador incluyendo un término de compensación. El setpoint se modifica mediante la suma de la integral del error ponderada. La nueva referencia de voltaje compensada será:

$$v_{dcik}^* = v_{dc k}^* + \delta v_{dc k}^*, \quad (7.46)$$

donde $\delta v_{dc k}^*$ está dado por:

$$\delta v_{dc k}^* = \delta v_{dc k-1}^* + k_i T (v_{dc k}^* - v_{dc k}), \quad (7.47)$$

con k_i una constante positiva. Usando la compensación, se repite el experimento considerando $k_i = 50$. Los resultados se muestran en la Fig. 7.14, de donde es posible observar que el término de compensación permite eliminar exitosamente el error en estado estacionario.

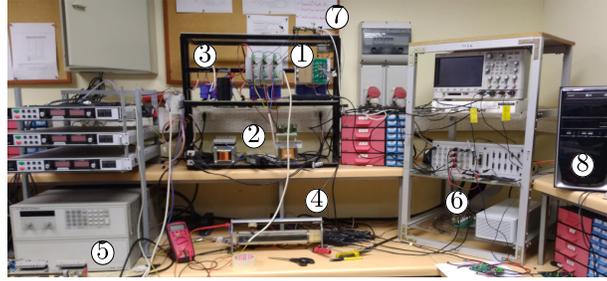


Fig. 7.15. Setup experimental del rectificador de frente activo trifásico.

①: rectificador de frente activo trifásico, ②: filtro inductivo, ③: capacitor lado dc, ④: carga del convertidor; ⑤: fuente de poder trifásica; ⑥: dSPACE 1103, ⑦: interfaz óptica-eléctrica, ⑧: computador de control.

Tabla 7.1. Parámetros del setup experimental del rectificador

| Parámetro | Valor | Impedancia | p.u. |
|--|--------------------|----------------|-----------------------|
| L_s (inductancia de filtro del rectificador) | 12.5 mH | 3.93 Ω | 0.113 |
| r_s (resistencia serie del inductor) | 0.3 Ω | 0.3 Ω | 8.63×10^{-3} |
| C_{dc} (capacitor lado dc del rectificador) | 1000 μF | 3.18 Ω | 0.0914 |
| R_{dc} (resistencia de carga nominal) | 185.3 Ω | 185.3 Ω | 5.328 |
| V_s (valor rms del voltaje de alimentación por fase) | 20 V | - | 1 |
| f_s (frecuencia del voltaje de alimentación) | 50 Hz | - | 1 |
| F_s (frecuencia de muestreo de potencia) | 20 kHz | - | 400 |

7.5. Resultados experimentales

Para verificar la factibilidad de la propuesta, se construyó un prototipo de rectificador trifásico de frente activo utilizando IGBTs G4BC20UD con los parámetros detallados en la Tabla 7.1. El rectificador se alimenta mediante una fuente de poder trifásica California Instruments 4500iL. Los algoritmos de control fueron implementados en una plataforma dSPACE 1103. El setup experimental completo se muestra en la Fig. 7.15.

7.5.1. Control predictivo de potencia

Para implementar el controlador de voltaje propuesto se requiere verificar la correcta operación del controlador predictivo de potencia. Con este objetivo se considera como prueba un cambio escalón en la referencia de potencia de 20 a 35 (W), de forma de obtener voltajes de salida aproximadamente iguales a 60 (V) y 80 (V), respectivamente. Los resultados de la prueba se muestran en la Fig. 7.16. Es posible verificar de la Fig. 7.16 (a) que se obtienen los valores esperados en estado estacionario luego del cambio en la referencia de potencia p_s^* . La respuesta del voltaje de salida v_{dc} es aproximadamente de primer orden, confirmando el análisis teórico. Sin embargo, es difícil apreciar que el sobrepaso esperado debido al cero en el S.P.D.

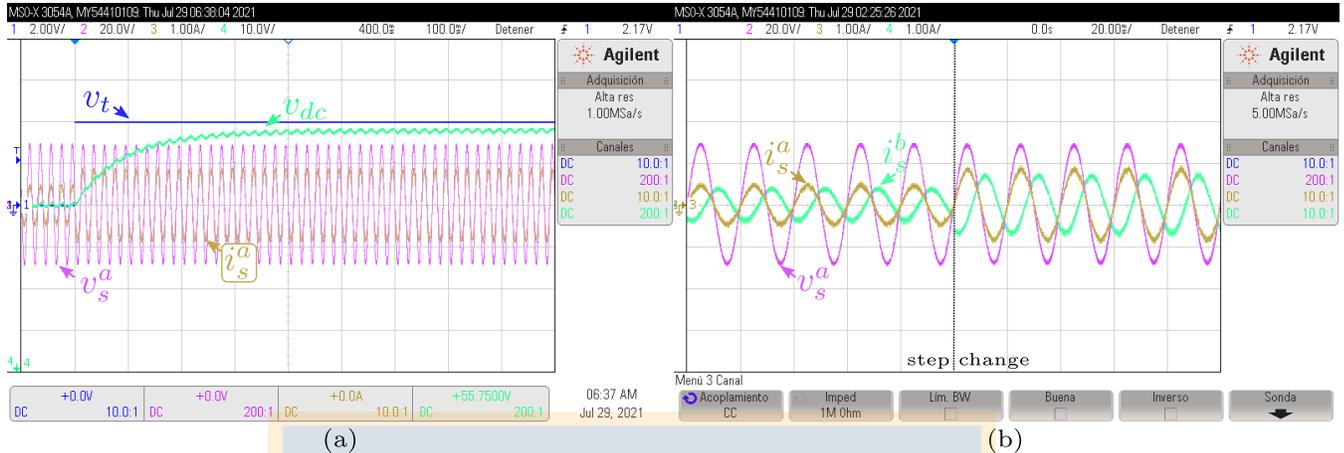


Fig. 7.16. Respuesta del controlador predictivo de potencia de horizonte uno a un cambio escalón en la referencia de potencia.

(a) voltaje de salida v_{dc} , voltaje de entrada fase a v_s^a , corriente de entrada fase a i_s^a , y señal de trigger v_t ; (b) voltaje de entrada fase a v_s^a , corrientes de entrada fases a y b i_s^a , i_s^b .

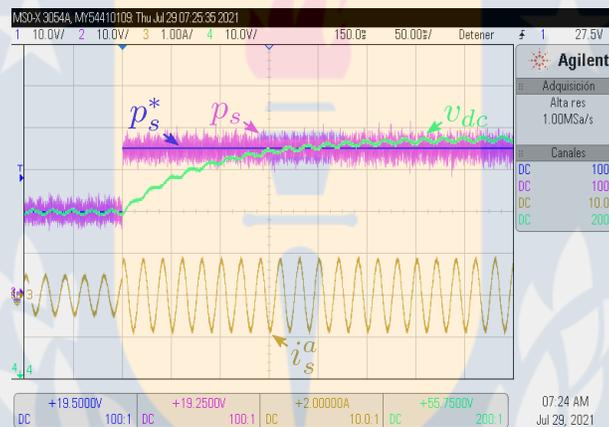


Fig. 7.17. Respuestas de potencia y voltaje del controlador predictivo de potencia de horizonte uno.

está efectivamente presente. Por otro lado, la Fig. 7.16 (b) muestra las corrientes de línea de las fases a y b , y el voltaje de alimentación de la fase a . La corriente correspondiente a la fase a i_s^a se encuentra en fase con el voltaje de alimentación v_s^a y permanece así incluso durante el cambio en la referencia de potencia, tal como se desea. Luego de producido el cambio, la magnitud de la corriente de línea aumenta, en concordancia con el incremento requerido en la potencia de entrada.

La respuesta de potencia de entrada p_s a un cambio escalón en la referencia p_s^* bajo las condiciones previamente utilizadas se muestra en la Fig. 7.17. Es posible observar que la respuesta de potencia p_s es muy rápida en comparación a la de voltaje v_{dc} , dado el uso de un controlador predictivo de potencia de horizonte uno. Considerando que el voltaje v_{dc} se encuentra operando en lazo abierto, estos resultados ilustran la característica intrínseca de

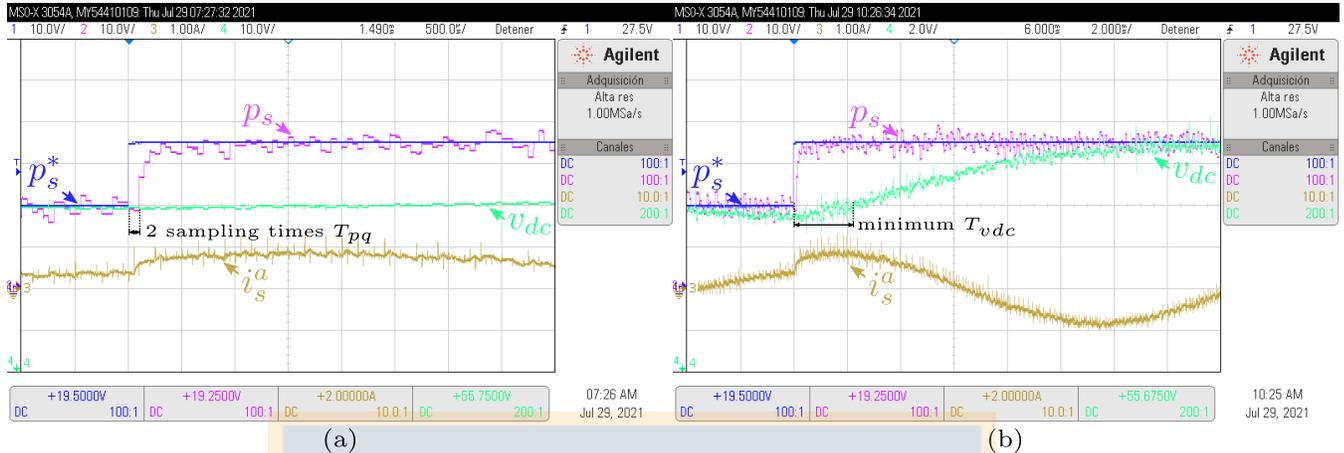


Fig. 7.18. Retardo en la respuesta del controlador predictivo de potencia de horizonte uno y característica de fase no-mínima.

(a) ilustración del retardo en el controlador de potencia, (b) sobrepaso negativo de voltaje y tiempo de muestreo crítico para el lazo de voltaje.

desacople temporal de las diferentes constantes de tiempo. La corriente de línea de la fase a i_s^a permanece en fase con la tensión de alimentación luego del cambio, lo que implica un control exitoso de la potencia reactiva del rectificador.

7.5.2. Tiempo de muestreo del controlador de voltaje

Luego de verificar la correcta operación del controlador de potencia, es posible especificar el tiempo de muestreo del lazo de voltaje basado en la respuesta dinámica de voltaje. Las Fig. 7.18 (a) y (b) ilustran las características claves de las dinámicas de potencia y voltaje, respectivamente. De acuerdo a lo esperado, la dinámica de potencia de entrada en la Fig. 7.18 (a) muestra un retardo de dos periodos de muestreo T_{pq} , debido a que el controlador predictivo de potencia optimiza la función de costo dos tiempos de muestreo hacia adelante. Por otra parte, la Fig. 7.18 (b) muestra una ampliación de la respuesta de voltaje alrededor de la región inmediatamente posterior al cambio escalon, donde la característica de fase no-mínima de la respuesta de voltaje puede ser claramente visualizada. Este aspecto no es aparente en los resultados anteriores de la Fig. 7.16 (a) y Fig. 7.17 debido a las diferentes escalas de tiempo de las respuestas dinámicas. Analizando la Fig. 7.18 (b), se puede concluir que la duración del sobrepaso negativo debido al cero en el S.P.D. es aproximadamente 2 (ms). Luego, el tiempo de muestreo del controlador predictivo de voltaje T_{vdc} debería ser al menos 4 (ms) para asegurar una correcta operación.

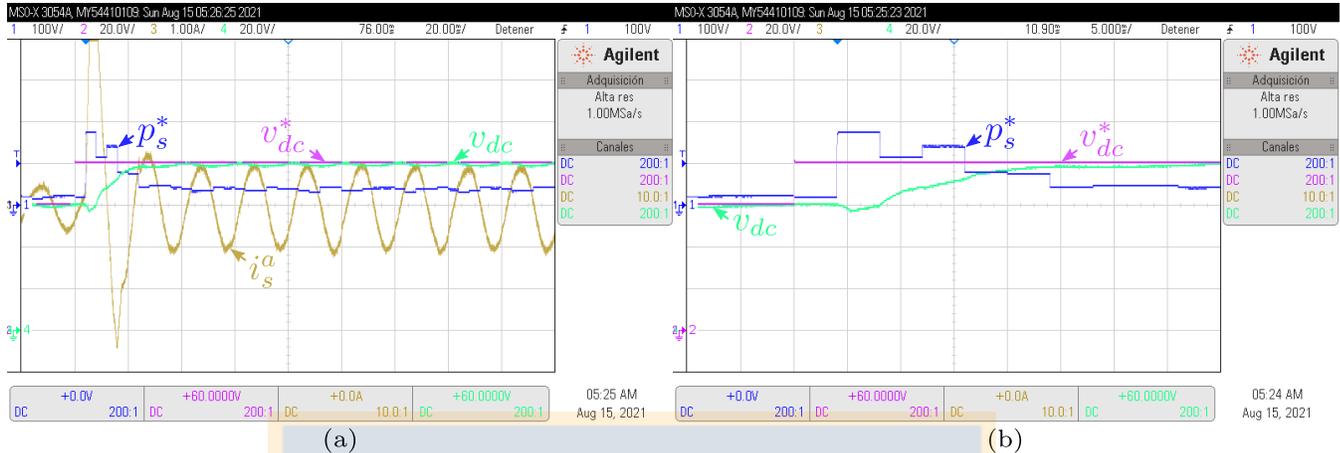


Fig. 7.19. Respuesta del controlador predictivo de voltaje de horizonte uno propuesto a un cambio escalón en su referencia.

(a) voltaje de salida v_{dc} , su referencia v_{dc}^* , comando de potencia generado p_s^* , y corriente de entrada fase a i_s^a ; (b) ampliación del comando de potencia generado p_s^* y del voltaje de salida v_{dc} .

7.5.3. Controlador predictivo de voltaje y potencia

Habiendo verificado la correcta operación del controlador predictivo de potencia y seleccionado un tiempo de muestreo T_{vdc} apropiado para el lazo de voltaje en base a lo propuesto, es posible proceder a la implementación y prueba del controlador de voltaje. Para probar su operación, se considera un cambio escalón en la referencia de voltaje de 60(V) a 80(V), operando con una referencia de potencia reactiva igual a 0, es decir, $q_s^{\text{ref}} = 0$. Los resultados se muestran en las Fig. 7.19 (a) y (b). La Fig. 7.19 (a) muestra que el voltaje de salida v_{dc} sigue su referencia v_{dc}^* en estado estacionario aproximadamente luego de 25 (ms). El comando de potencia p_s^* generado por el controlador de voltaje tiene un retardo inicial de dos periodos de muestreo T_{vdc} (8 (ms)), que son intrínsecos al algoritmo de control, como se detalla en la Fig. 7.19 (b). Luego del retardo inicial, se genera un incremento transitorio en el comando de potencia que es necesario para seguir la referencia de voltaje, el que comienza a aumentar luego de un retardo inicial y del sobrepaso negativo. Durante el transiente, la corriente en la fase a i_s^a incrementa su valor rápidamente para seguir los cambios en las referencias de voltaje y potencia, como se espera. La característica de fase no-mínima de la respuesta de voltaje permanece presente, Fig. 7.19 (b), incluso luego del retardo inicial del controlador predictivo.

7.5.4. Comportamiento ante error en parámetros y perturbaciones

Para verificar el comportamiento del controlador propuesto ante errores en el modelo se aplican cambios escalón en los distintos parámetros del sistema. Para la prueba se consideran cambios del 20% del valor nominal de cada parámetro. Los resultados se presentan en la Fig. 7.20. Primero, se consideran cambios en el tamaño del inductor de entrada L_s , resistencia

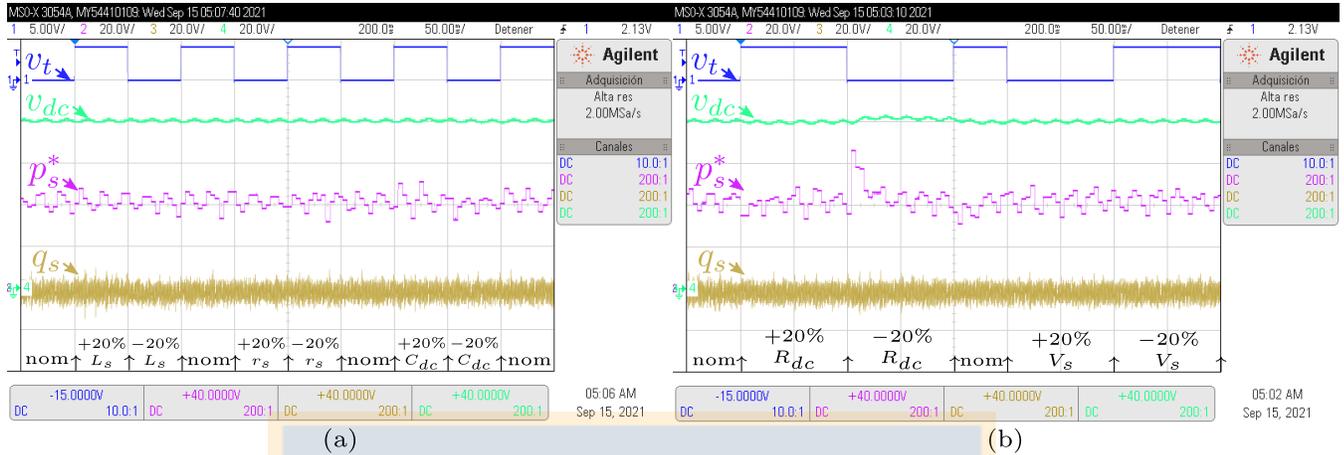


Fig. 7.20. Respuesta del controlador predictivo de voltaje de horizonte uno propuesto a errores en el modelo.

- (a) error en modelo parámetros filtro inductivo L_s , resistencia parásita r_s , y capacitor de salida C_{dc} ;
 (b) error en modelo parámetros resistencia de carga R_{dc} y amplitud de voltaje de alimentación V_s .

parásita r_s y capacitor de salida C_{dc} en el modelo, los que son gatillados por la señal v_t , Fig. 7.20 (a). Los resultados utilizan el esquema de compensación presentado en la sección anterior, con una ganancia de compensación $k_i = 10$. Se puede observar que debido a la acción de realimentación el efecto de los cambios en los parámetros es pequeño, en particular en el voltaje de salida v_{dc} y la potencia reactiva de entrada q_s . Por otra parte, la Fig. 7.20 (b) muestra los resultados correspondientes a las variaciones en la resistencia de carga R_{dc} y la amplitud de voltaje de alimentación V_s . En este caso, los cambios en los valores de estado estacionario del voltaje de salida v_{dc} es mayor. Sin embargo, el esquema de compensación permite una regulación correcta alrededor del valor deseado.

7.6. Discusión

En este capítulo se ha presentado una nueva forma de abordar la característica de fase no-mínima del rectificador trifásico de frente activo fuente de voltaje al considerar un controlador predictivo con un horizonte unitario. La propuesta, basada en el muestreo y la factorización del modelo de fase no-mínima, permite obtener un controlador estable sin la necesidad de incrementar el horizonte de predicción, y en consecuencia, evitando mayores requerimientos computacionales. Por otra parte, la solución es sencilla y puede ser implementada sin problemas en plataformas de control convencionales.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1. Sumario

Este trabajo ha estudiado el problema de control al aplicar FCS-MPC utilizando un horizonte de predicción unitario en convertidores que muestran una característica dinámica entrada-salida de fase no-mínima. Particularmente, se han abordado los casos del convertidor dc/dc tipo boost y del rectificador de frente activo trifásico fuente de voltaje. Para facilitar el análisis matemático se ha centrado el estudio en el convertidor dc/dc tipo boost, dada su topología circuital más sencilla y la ausencia de variables alternas, extendiendo posteriormente los resultados obtenidos para abordar el caso del rectificador.

En una primera etapa, se ha presentado el problema que surge al intentar realizar el control directo del voltaje de salida en el rectificador trifásico fuente de voltaje, cuando éste se emplea en la función de costo. A continuación, se ha mostrado que el convertidor dc/dc tipo boost exhibe un comportamiento similar al rectificador al utilizar su voltaje de salida en la función de costo, al contrario de lo que sucede al considerar la corriente como variable a controlar.

Dada la similitud entre el comportamiento exhibido por el convertidor boost con aquel mostrado por el rectificador trifásico, se plantea utilizar el primero para estudiar el origen y soluciones para el problema. El convertidor boost es significativamente más sencillo en términos matemáticos dado que solo se trabaja con variables continuas y solo se requiere el control de la tensión de salida, constituyendo un sistema de una entrada y una salida. En el caso del rectificador, se tiene la presencia de variables alternas y al menos dos objetivos de control simultáneos, el voltaje de salida y la potencia reactiva de entrada. Sin embargo, se plantea que posteriormente los resultados e ideas desarrolladas podrán ser utilizadas para abordar el caso del rectificador.

De acuerdo al estudio del comportamiento del controlador predictivo FCS-MPC con

horizonte unitario como un controlador de alta ganancia, y a la presencia de un cero en el semiplano derecho, se plantea que una posible solución al problema puede ser abordada mediante el concepto del Predictor Smith. Considerando que su aplicación es común en sistemas lineales se busca su extensión al caso no-lineal para abordar el control del convertidor boost, dado que el modelo de éste es no-lineal. Mediante el uso de la teoría de control no-lineal se muestra que es posible aplicar este concepto en el convertidor boost, generando una salida auxiliar que convierte al sistema en uno de fase mínima.

Los resultados encontrados son limitados en cuánto se restringen al caso de sistemas de orden 2 y grado relativo 1. Para extender los resultados, se continúa el uso de la teoría de control no-lineal, particularmente los conceptos de dinámicas internas y dinámicas cero. En base a esto, se concluye que lo buscado tiene íntima relación con el concepto de linealización de estados, en cuanto ésta requiere una salida de grado relativo completo para poder llevarse a cabo. Así, el método de linealización de estados entrega un método para generar la salida a utilizar en el controlador predictivo de forma de asegurar la ausencia de dinámicas internas. Así, se propone un esquema de control predictivo de horizonte uno híbrido que emplea la linealización de estados de manera interna. Los resultados experimentales muestran que efectivamente es posible lograr controlar el convertidor mediante esta estrategia.

Considerando que los métodos basados en la teoría de control no-lineal no son particularmente sencillos de aplicar, dado su tratamiento matemático, se buscan otras alternativas en base a los conceptos de inversión de planta y factorización, producto de la investigación realizada. Así es como se propone una posible solución en tiempo discreto utilizando una función de costo combinada voltaje-corriente. Los resultados teóricos obtenidos a través de un análisis discreto de la linealización del sistema indican que efectivamente es posible estabilizar el convertidor de esta forma. Sin embargo, la sintonización del factor de peso a utilizar no es directa, y el análisis lineal no permite entregar una cota efectiva para ello.

Explorando el análisis del sistema en tiempo discreto se recurre posteriormente a explorar una nueva idea, basada en la discretización de la planta. Se muestra que utilizando un tiempo de muestreo apropiadamente seleccionado es posible obtener una salida sin el sobrepaso negativo característico de un sistema con respuesta de fase no-mínima. Sin embargo, para obtener la señal de control no es suficiente con disminuir el tiempo de muestreo en el modelo, puesto que el cero permanece en su característica entrada-salida. Así, se propone utilizar un modelo aproximado de fase mínima para determinar la acción de control a utilizar. De esta forma, el controlador puede evitar considerar la característica de fase no-mínima de la respuesta y obtener un comportamiento estable.

Dado el simple concepto del método finalmente obtenido, es posible abordar el caso del rectificador trifásico fuente de voltaje, que es considerablemente más complicado debido a que posee variables alternas y se requiere abordar al menos dos objetivos de control. Así, se

propone utilizar la idea de muestrear el voltaje con un tiempo de muestreo apropiado, para evitar considerar la característica de fase no-mínima evidenciada por el sobrepaso negativo ante entrada escalón de potencia. Simultáneamente, se propone emplear un modelo aproximado de voltaje-potencia para generar la señal de control. En base a este modelo aproximado, se genera una referencia de potencia que se aplica a un controlador predictivo de potencia con un tiempo de muestreo más rápido, lo que permite lograr un control efectivo de las formas de onda de corriente de entrada, asegurando su comportamiento sinusoidal. Los resultados experimentales muestran que el método propuesto es efectivo en lograr un control rápido y estable para el rango de diseño.

8.2. Conclusiones

- Una forma de explicar el origen de los problemas de estabilidad al usar FCS-MPC de horizonte uno en convertidores de potencia consiste en que éste invierte la totalidad de las dinámicas de la planta, a pesar de la existencia de algunas cuya inversión implica dinámicas internas inestables.
- Los modelos promedio del convertidor dc/dc tipo boost y del rectificador trifásico fuente de voltaje reflejan el comportamiento inestable en lazo cerrado de los controladores FCS-MPC de horizonte uno, permitiendo el análisis teórico.
- Es posible abordar el problema de estabilidad del control FCS-MPC de horizonte uno a través de la teoría de control no-lineal, obteniendo una salida de fase no-mínima, considerando una generalización del concepto del Predictor Smith a sistemas no-lineales. Particularmente, es posible obtener una salida de fase mínima en tiempo continuo cuya inversión total lleva a una respuesta óptima en sentido ISE para plantas de orden 2 y grado relativo 1, como lo es el convertidor dc/dc tipo boost.
- Los conceptos de dinámicas internas y dinámicas cero provistos por la teoría de control no-lineal permiten abordar el problema de inestabilidad presente en FCS-MPC de horizonte uno al ser aplicado en el convertidor boost. Se ha podido concluir que otra forma de comprender el problema es considerar que FCS-MPC de horizonte uno se comporta como un controlador linealizante entrada-salida. En efecto, la inestabilidad de las dinámicas cero del modelo en tiempo continuo del convertidor boost, que indican la estabilidad de un subconjunto de las dinámicas internas del sistema discreto, reflejan esta situación.
- En base a los conceptos anteriores, y a través del método de linealización de estados provisto por la teoría de control no-lineal, es posible proponer un esquema de control FCS-MPC de horizonte uno híbrido que muestra un comportamiento estable en el caso

del control del convertidor boost. El método de linealización de estados permite obtener una salida de grado relativo completo, lo que permite asegurar la ausencia de dinámicas internas.

- Es posible lograr un controlador FCS-MPC de horizonte uno estable para el convertidor boost, al menos localmente, mediante el uso de una función de costo combinada corriente-voltaje. Sin embargo, la sintonización del factor de peso que permite lograr este comportamiento no es simple de realizar.
- El muestreo puede ser utilizado efectivamente para obtener una salida sin sobrepaso negativo a partir de la salida real del sistema. Combinando esta propiedad con un modelo aproximado de fase mínima, es posible lograr predicciones correctas en el controlador FCS-MPC de horizonte uno, logrando obtener un controlador estable para el convertidor boost.
- La idea básica basada en el muestreo y modelo de fase mínima, extensiones del concepto del Predictor Smith para el caso no-lineal discreto, permiten abordar también el control del rectificador de frente activo trifásico fuente de voltaje. Los resultados experimentales muestran que es posible lograr un controlador de rápido desempeño dinámico y a la vez estable para determinadas condiciones de diseño.

8.3. Trabajo Futuro

Se estima que el presente trabajo puede llevar a nuevos desarrollos mediante extensiones de lo realizado y la exploración de nuevos caminos basados en los resultados obtenidos. Entre las posibilidades se cuentan las siguientes:

- Investigar la posibilidad de obtener modelos discretos con mejor desempeño ante el aumento del tiempo de muestreo. Particularmente, es posible recurrir a la linealización de estados para obtener un modelo de tiempo continuo lineal, que posteriormente puede ser discretizado mediante una discretización con retentor de orden cero. Los ceros de esta nueva representación pueden ser estudiados y comparados con la discretización de Euler.
- Aplicar los métodos descritos en nuevas topologías tales como los convertidores tipo Z o cuasi-Z. Se estima que el método basado en diferentes tiempos de muestreo puede ser de fácil extensión a estos casos.
- Analizar que sucede con la característica de fase no-mínima al utilizar, por ejemplo, paneles solares en el lado dc, en vez de cargas resistivas. Resultados preliminares indican

que aparentemente esto permite que el sistema en su conjunto deje de presentar comportamiento de fase no-mínima. Así, sería posible el control directo de la tensión dc en terminales, sin necesidad de compensaciones adicionales.

- Verificar si es posible que la inestabilidad debido al comportamiento de fase no-mínima se puede producir al usar tiempos de muestreo extremadamente pequeños en sistemas que de otra forma son de fase mínima en tiempo continuo. Dado que los ceros de la representación discreta dependen del tiempo de muestreo, pueden eventualmente quedar fuera del círculo unitario. Se postula que esto podría llevar a inestabilidad en lazo cerrado.
- En base a lo anterior, se podría estudiar la influencia que pueden tener los ceros del modelo en tiempo discreto utilizado en el controlador predictivo sobre las propiedades de estabilidad en lazo cerrado de éste. Diferentes métodos de discretización generan ceros en el sistema discreto equivalente con distintas ubicaciones.



Bibliografía

- [1] P. Karamanakos and T. Geyer, “Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7434–7450, 2020.
- [2] J. Rodríguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, “State of the art of finite control set model predictive control in power electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, pp. 1003–1016, May 2013.
- [3] M. A. Pérez, R. L. Fuentes, and J. Rodríguez, “Predictive control of dc-link voltage in an active-front-end rectifier,” in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1811–1816, 2011.
- [4] L. Cheng, P. Acuna, R. P. Aguilera, M. Ciobotaru, and J. Jiang, “Model predictive control for dc-dc boost converters with constant switching frequency,” in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–6, 2016.
- [5] L. Cheng, P. Acuna, R. P. Aguilera, J. Jiang, S. Wei, J. E. Fletcher, and D. D. C. Lu, “Model predictive control for dc-dc boost converters with reduced-prediction horizon and constant switching frequency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 9064–9075, 2018.
- [6] P. Karamanakos, T. Geyer, and S. Manias, “Direct model predictive current control strategy of dc-dc boost converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, pp. 337–346, Dec 2013.
- [7] A. Ayad, P. Karamanakos, and R. Kennel, “Direct model predictive control with an extended prediction horizon for quasi-z-source inverters,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3348–3353, Oct 2016.
- [8] A. Zakipour, S. Shokri Kojori, and M. Tavakoli Bina, “Closed-loop control of the grid-connected z-source inverter using hyper-plane mimo sliding mode,” *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 15, pp. 2229–2241, 2017.

- [9] A. Zakipour, S. Shokri-Kojori, and M. Tavakoli Bina, "Sliding mode control of the nonminimum phase grid-connected z-source inverter," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 27, no. 11, p. e2398, 2017.
- [10] J. Mamboundou and N. Langlois, "Application of feedforward model inverse control using mpc on a non-minimum phase system," in *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 899–905, 2012.
- [11] B. Chen, A. Saberi, and P. Sannuti, "Explicit expressions for cascade factorization of general nonminimum phase systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 3, pp. 358–363, 1992.
- [12] J. Rajput and Z. Weigu, "Fundamental methodologies for control of nonlinear nonminimum-phase systems: An overview," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 228, no. 8, pp. 553–564, 2014.
- [13] C. E. Garcia and M. Morari, "Internal model control. a unifying review and some new results," *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 21, pp. 308–323, 1982.
- [14] J. van Zundert and T. Oomen, "Inverting nonminimum-phase systems from the perspectives of feedforward and ilc," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 12101–12106, 2017. 20th IFAC World Congress.
- [15] C. Kravaris, P. Daoutidis, and R. A. Wright, "Output feedback control of nonminimum-phase nonlinear processes," *Chemical Engineering Science*, vol. 49, no. 13, pp. 2107–2122, 1994.
- [16] K. Guemghar, B. Srinivasan, P. Mullhaupt, and D. Bonvin, "Predictive control of fast unstable and nonminimum-phase nonlinear systems," in *Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No.CH37301)*, vol. 6, pp. 4764–4769 vol.6, 2002.
- [17] T. Barot and M. Kubalcik, "Predictive control of non-minimum phase systems," in *Proceedings of the 2014 15th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, pp. 23–27, 2014.
- [18] W. García-Gabín and E. F. Camacho, "Sliding mode model based predictive control for non minimum phase systems," in *2003 European Control Conference (ECC)*, pp. 904–909, 2003.

- [19] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes, and R. Lizana, "Model predictive control of an afe rectifier with dynamic references," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, 2012.
- [20] C. Dirscherl, C. M. Hackl, and K. Schechner, "Pole-placement based nonlinear state-feedback control of the dc-link voltage in grid-connected voltage source power converters: A preliminary study," in *2015 IEEE Conference on Control Applications (CCA)*, pp. 207–214, 2015.
- [21] S. Almér, S. Mariéthoz, M. Morari, and U. Jönsson, "Application of model predictive control and analysis of switched systems to the direct voltage control of ac-dc converters," in *2009 European Control Conference (ECC)*, pp. 3593–3598, 2009.
- [22] A. Ayad, P. Karamanakos, and R. Kennel, "Direct model predictive voltage control of quasi-z-source inverters with lc filters," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1–10, 2016.
- [23] P. Karamanakos, T. Geyer, and S. Manias, "Direct voltage control of dc?dc boost converters using enumeration-based model predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 968–978, 2014.
- [24] M. Zhang, X. Li, J. Liu, and H. Su, "Dual-mode lqr-feedforward optimal control for non-minimum phase boost converter," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 92–102, 2017.
- [25] K. Tarakanath, S. C. Patwardhan, and V. Agarwal, "Implementation of an internal model controller with anti-reset windup compensation for output voltage tracking of a non-minimum phase dc-dc boost converter using fpga," in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–6, 2016.
- [26] G. Ke, C. Yan, Z. Lin, and G. Yuanxing, "Research on the z-source inverter grid-connected control of micro-grid based on differential geometry," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, 2011.
- [27] N. Moehle and S. Boyd, "Value function approximation for direct control of switched power converters," in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 360–367, 2017.
- [28] P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer, and R. Kennel, "Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95–114, 2020.

- [29] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 1323–1325, Feb 2012.
- [30] T. Dragicevic and M. Novak, "Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: An artificial neural network approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8870–8880, 2019.
- [31] A. Kaymanesh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Model predictive control of mpuc7-based statcom using autotuned weighting factors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [32] S. Yan, Y. G. Yang, R. Hui, and F. G. Blaabjerg, "A review on direct power control of pulse-width modulation converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [33] T. Wang, Z. Zhu, N. Freire, D. Stone, and M. Foster, "Generalized predictive dc-link voltage control for grid-connected converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [34] P. Falkowski, A. Sikorski, and M. Malinowski, "Finite control set model predictive control with floating virtual voltage vectors for grid-connected voltage source converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [35] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an afe using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, 2008.
- [36] J. Espinoza, G. Joos, M. Perez, and L. Moran T., "Operating region in active-front-end voltage/current source rectifiers," in *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)*, vol. 2, pp. 459–464 vol.2, 2000.
- [37] K. Astrom, P. Hagander, and J. Sternby, "Zeros of sampled systems," *Automatica*, vol. 20, no. 1, pp. 31–38, 1984.
- [38] J. Yuz and G. Goodwin, "On sampled-data models for nonlinear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no. 10, pp. 1477–1489, 2005.
- [39] R. A. Wright and C. Kravaris, "Nonminimum-phase compensation for nonlinear processes," *AIChE Journal*, vol. 38, no. 1, pp. 26–40, 1992.
- [40] J. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991.

- [41] M. Soroush and C. Kravaris, "Discrete-time nonlinear controller synthesis by input/output linearization," *AIChE Journal*, vol. 38, no. 12, pp. 1923–1945, 1992.
- [42] M. Soroush and C. Kravaris, "Short horizon nonlinear model predictive control," in *Proceedings of International Conference on Control Applications*, pp. 943–948, Sep. 1995.
- [43] S. Liang, C. Zeng, I. Mitsuaki, and J. Zhong, "The roles of sampling zero dynamics in the discrete-time models for linear and nonlinear systems," in *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, pp. 3887–3892, July 2014.
- [44] C. Zeng and S. Liang, "Comparative study of discretization zero dynamics behaviors in two multirate cases," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 13, pp. 831–842, Aug 2015.
- [45] C. Kravaris, "Input/output linearization: A nonlinear analog of placing poles at process zeros," *AIChE Journal*, vol. 34, no. 11, pp. 1803–1812, 1988.
- [46] J. A. Butterworth, L. Y. Pao, and D. Y. Abramovitch, "The effect of nonminimum-phase zero locations on the performance of feedforward model-inverse control techniques in discrete-time systems," in *2008 American Control Conference*, pp. 2696–2702, 2008.
- [47] J. Butterworth, L. Pao, and D. Abramovitch, "Analysis and comparison of three discrete-time feedforward model-inverse control techniques for nonminimum-phase systems," *Mechatronics*, vol. 22, no. 5, pp. 577 – 587, 2012.
- [48] T. Schauer, K. J. Hunt, J. C. Kalkkuhl, and U. Korn, "Output tracking of a bioreactor with nonminimum phase characteristic," in *Proceedings of the 2000 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No.00CH36334)*, vol. 5, pp. 3338–3342 vol.5, 2000.
- [49] Y. Wang, R. Jafari, G. G. Zhu, and R. Mukherjee, "Sample-and-hold inputs for minimum-phase behavior of nonminimum-phase systems," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 6, pp. 2103–2111, 2016.
- [50] Y. Wang, G. Zhu, and R. Mukherjee, "Performance improvement demonstration of an nmp system using sample and hold inputs," *International Journal of Dynamics and Control*, 05 2020.
- [51] Y. Fu and G. A. Dumont, "Choice of sampling to ensure minimum-phase behaviour," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 5, pp. 560–563, 1989.
- [52] P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer, and R. Kennel, "Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95–114, 2020.

- [53] P. Karamanakos and T. Geyer, “Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7434–7450, 2020.
- [54] T. Dragicevic and M. Novak, “Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: An artificial neural network approach,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8870–8880, 2019.
- [55] G. Wu, B. Zhao, X. Zhang, S. Wang, A. Egea-Alvarez, Y. Sun, Y. Li, D. Guo, and X. Zhou, “Impact of non-minimum-phase zeros on the weak-grid-tied vsc,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 12, no. 2, pp. 1115–1126, 2021.
- [56] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes, and R. Lizana, “Model predictive control of an afe rectifier with dynamic references,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, 2012.

