



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN INGENIERÍA

**Sistemas de micro-cogeneración basado en una celda de combustible.
Control en la etapa de acondicionamiento de tensión continua.**

Mg. Adrián Gonnet

BAHÍA BLANCA


ARGENTINA

2021

Prefacio

Esta tesis se presenta como parte de los requisitos para optar al grado Académico de Doctor en Ingeniería, de la Universidad Nacional del Sur y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el ámbito del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras durante el período comprendido desde el 06 de mayo del 2014 y el 1 de octubre de 2021, bajo la dirección del Dr. Jorge Solsona y el Dr. Claudio Busada.

Mg. Ing. Adrián Gonnet

	<p>UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR Secretaría General de Posgrado y Educación Continua</p> <p>La presente tesis ha sido aprobada el/...../..... , mereciendo la calificación de(.....)</p>
---	--

Agradecimientos

Agradezco en primer término a los Directores de Tesis Dr. Jorge Solsona y Dr. Claudio Busada y su equipo de colaboradores, quienes con su acreditada experiencia, esfuerzo y dedicación hicieron posible la realización de esta Tesis, además quiero expresar mi reconocimiento y agradecimiento a los Departamentos de Ingeniería Eléctrica y Computadoras y de Ingeniería de la Universidad Nacional del Sur por el soporte institucional brindado, para la realización de esta Tesis dentro del marco del programa Doctorar del Ministerio de Ciencia y Tecnología de la Nación.

También agradezco a las autoridades de la Facultad Regional Bahía Blanca de la UTN, por el esfuerzo conjunto de sus directivos, quienes apoyaron mis estudios de posgrado y acompañaron mi trabajo.

Por último y especialmente, agradezco a mi esposa Liliana y a mis hijos Lucas, Paula e Iván, ya que su acompañamiento y aliento permanente para seguir, resultaron pilares fundamentales para lograr el objetivo.

Adrián Gonnet

Resumen

En esta tesis se estudia el acondicionamiento de la tensión de salida de un sistema de micro cogeneración basado en celdas de combustible. Se emplea un convertidor de tensión cc-cc, que permite acondicionar la tensión de salida del sistema de batería de celdas de combustible modelo Nexa 1200 que posee la Facultad Regional Bahía Blanca de la UTN.

El convertidor es de tipo elevador, pero a la entrada, el clásico filtro L, ha sido reemplazado por un filtro LCL, de este modo se espera que la topología presente un valor de rizado prefijado, con componentes de menor volumen.

La estrategia de control elegida se basa en la técnica de control por modo deslizante. Además, se utilizan observadores de estados para evitar medir todas las variables involucradas y para estimar la carga variable.

Mediante simulaciones y procedimientos experimentales se verifica el correcto desempeño del convertidor.

Abstract

In this thesis, the conditioning of the output voltage of a micro cogeneration system based on fuel cells is studied. A dc-dc voltage converter is used, which allows conditioning the output voltage of the Nexa 1200 model fuel cell battery system owned by the UTN - Facultad Regional Bahía Blanca. The converter is a step-up converter, but at the input, the classic L filter has been replaced by an LCL filter, in this way it is expected that the topology will present a predetermined ripple value, with components of lower volume.

The chosen control strategy is based on the sliding mode control technique. In addition, virtual sensors are used to avoid measuring all the variables involved and to estimate the variable load.

Through simulations and experimental procedures, the correct performance of the converter is verified.

Índice General

CAPÍTULO 1. Introducción	10
1.1 Resumen del capítulo 1	10
1.2 Motivación y principales antecedentes	10
1.3 Objetivos de la tesis	12
1.4 Organización de la Tesis.....	13
1.5 Aportes de esta tesis.	14
1.6 Referencias del capítulo 1.....	16
CAPÍTULO 2. Los sistemas integrados de electricidad y calor basados en celdas de combustible	19
2.1 Resumen del capítulo 2	19
2.2 Sistemas integrados de electricidad y calor	19
2.3 Componentes de un micro CHP	22
2.3.1 Batería de celdas de combustible	23
2.3.2 Procesador del combustible	24
2.3.3 Recuperación del calor.....	26
2.3.4 Acondicionamiento de la tensión de salida	27
2.3.6 Caldera y tanque de almacenamiento	29
2.3.7 Componentes adicionales	29
Los siguientes componentes adicionales no fueron representados en la Figura N° 2.3:	29
2.4 Diseño de un micro CHP	30
2.5 Conexión del sistema micro CHP	32
2.5.1 Conexión a la red eléctrica	33
2.5.2 Conexión a la red de gas	34
2.6 Los programas de demostración y comercialización	35
2.6.1 En Japón	35
2.6.2 En Alemania	37

2.7 Eficiencia	40
2.8 Conclusiones del capítulo 2.....	41
2.9 Referencias del capítulo 2.....	41
CAPÍTULO 3. Control por modo deslizante.....	46
3.1 Resumen del capítulo 3.....	46
3.2 Los convertidores de tensión para celdas de combustible	46
3.3 Sistemas de control de estructura variable y modo deslizante	49
3.3.1 Control por medio de un único interruptor	50
3.3.2 Determinación de la Superficie de deslizamiento.....	52
3.3.3 Ejemplo de elección de superficie	52
3.3.4 Control equivalente y la dinámica ideal de modo deslizante	53
3.3.5 Accesibilidad a la superficie de deslizamiento	54
3.4 Simulaciones.....	55
3.4.1. Circuito y ecuaciones del convertidor elevador (Boost)	55
3.4.2 Primera superficie propuesta	56
3.4.3 Segunda superficie propuesta	58
3.4.4 Tercera superficie propuesta	62
3.4.5 Cuarta superficie propuesta	66
3.5 Conclusiones del capítulo 3.....	72
3.6 Referencias del capítulo 3.....	72
CAPÍTULO 4. Observadores de estados.....	76
4.1 Resumen del capítulo 4	76
4.2 Observadores de estados	76
4.3 Ejemplo de diseño de un observador de estado de orden completo	78
4.4 Control por modo deslizante basado en observador	79
4.5 Elección de la superficie de conmutación	82
4.6 Simulaciones midiendo las variables.....	84
4.7 Diseño del observador de orden completo basado en linealización de Taylor.....	87
4.8 Diseño de un observador de orden reducido	89

4.9	Diseño de observador con dinámica lineal del error	89
4.10	Simulaciones con el observador conectado	92
4.11	Conclusiones del capítulo 4	96
4.12	Referencias del capítulo 4	96
CAPÍTULO 5. Control de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible		100
5.1	Resumen del capítulo 5	100
5.2	Descripción de la batería de celdas de combustible	101
5.3	Circuito eléctrico del convertidor y su control para una carga resistiva	103
5.4	Superficie de control	104
5.5	Observador.....	105
5.6	Simulaciones.....	107
5.6.1	Gráfico de la tensión de salida	107
5.6.2	Gráfico de las corrientes en las inductancias	108
5.6.3	Gráfico de las potencias	109
5.6.4	Gráfico del estimador de la carga	110
5.6.5	Gráficos de la tensión de entrada	110
5.7	Comportamiento del controlador ante variaciones paramétricas	112
5.7.1	Cambio de la tensión de referencia	112
5.7.2	Cambio de la resistencia de carga	115
5.7.3	Cambio en los valores de los componentes del filtro LCL	116
5.8	Circuito eléctrico del convertidor y su control para una carga de potencia constante	118
5.9	Simulaciones para el circuito con carga de potencia constante	119
5.8	Conclusiones del capítulo 5.....	122
5.9	Referencias del capítulo 5.....	122
CAPÍTULO 6. Resultados experimentales.....		124
6.1	Resumen del capítulo 6	124
6.2	Esquema del circuito del prototipo	124
6.3.	Beneficios de la utilización de un DSP	125
6.4	Descripción del prototipo	125

6.5 Simulaciones.....	126
6.5.1 Primer procedimiento de simulación	126
6.5.2 Segundo procedimiento de simulación	129
6.6 Resultados experimentales	131
6.7 Conclusiones del capítulo 6.....	133
6.8 Referencias del capítulo 6.....	133
CAPÍTULO 7. Conclusiones.....	134
7.1 Conclusiones finales	134
7.2 Trabajos futuros.....	135

CAPÍTULO 1. Introducción

1.1 Resumen del capítulo 1

En este capítulo, en primer lugar, se expresa el motivo de realización de la Tesis y a continuación se enuncian: los objetivos de esta, la organización elegida para su desarrollo y los trabajos científicos presentados a Seminarios y Congresos que surgieron durante su realización.

1.2 Motivación y principales antecedentes

En la actualidad los sistemas basados en celdas de combustible para proveer energía eléctrica, prometen ser una alternativa para solucionar algunos de los inconvenientes que afronta nuestro planeta desde el punto de vista energético y climático. Una celda de combustible se presenta como una tecnología adecuada para constituir un sistema que produzca electricidad y calor por cogeneración (CHP por su sigla en inglés Combined Heat and Power). Cuando la capacidad de generación es del orden de 1 kW, reciben el nombre de micro CHP o mCHP. Estos sistemas pueden emplearse para proporcionar electricidad y calor a hogares, edificios de oficinas y fábricas. La electricidad y el calor se producen en el mismo lugar de uso, constituyendo un sistema de energía distribuida. De esta manera, se eliminan las pérdidas originadas por la transmisión y distribución de la energía eléctrica.

En los países donde la legislación lo permite, es posible vender el exceso de energía al operador de la red, al mismo tiempo que se produce calor para abastecer el agua caliente sanitaria y la calefacción del edificio. Además, estos sistemas se adaptan en su funcionamiento, con otros sistemas de generación eléctrica desde fuentes renovables, tales como los paneles solares, formando una microred de generación. La Figura N° 1.1, muestra el esquema de conexión de un sistema micro CHP [1.1].

Dentro de las distintas tecnologías que existen de celdas de combustible, las de tipo PEM (del inglés Proton Exchange Membrane), que utilizan una membrana polimérica sólida de electrolito y se alimentan con hidrógeno, resultan apropiadas para utilizar en aplicaciones residenciales, debido a su baja temperatura de funcionamiento y encendido rápido. En los sistemas micro CHP, el hidrógeno se obtiene a partir del gas natural, mediante la incorporación de un reformador dentro del mismo equipo que aloja a la celda de combustible.

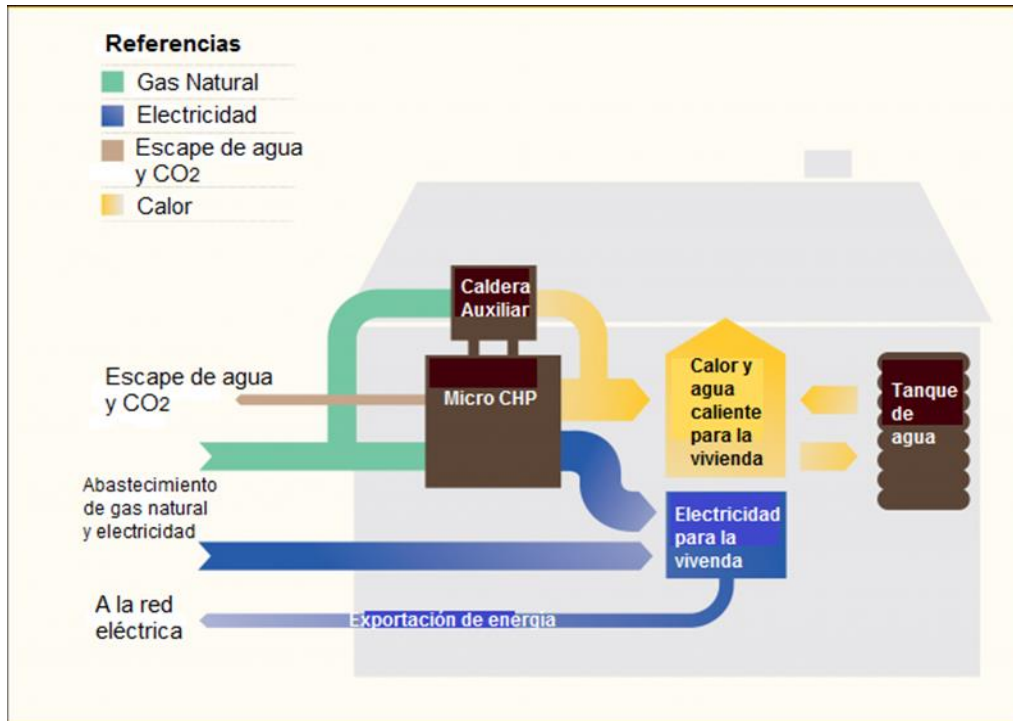


Figura N° 1.1 Esquema de un sistema micro CHP. Adaptado de [1.1]

La eficiencia del sistema, cuando se tiene en cuenta el calor producido, alcanza el 90%, valor que resulta elevado si se lo compara con la eficiencia de la forma tradicional de proveer de electricidad y calor por separado. Al mismo tiempo se logran reducir sustancialmente las emisiones de CO₂ al ambiente [1.2].

Cada celda de combustible unitaria es capaz de generar una tensión de 0,6 V aproximadamente, dependiendo del valor de corriente suministrada, por lo tanto, para obtener un valor de tensión útil es necesario formar una batería de celdas. Para generar la tensión alterna que necesita una vivienda, un sistema micro CHP, debe poseer tres etapas, una batería de celdas, un convertidor cc-cc elevador y un inversor. El inversor puede considerarse una carga de potencia constante [1.3], en tal caso es necesario diseñar un convertidor cc-cc elevador para acondicionar la potencia de salida de la batería de celdas.

Los convertidores pueden modelarse como sistemas no lineales y se pueden utilizar diferentes tipos de técnicas no lineales para su control. En los últimos años, diferentes investigadores se han abocado a tratar este problema y han propuesto diversas técnicas de control con el objetivo de lograr un alto desempeño en los sistemas que incluyen convertidores de cc-cc. Por este motivo en la literatura se encuentran trabajos que presentan el control de convertidores empleando diversas estrategias.

La pseudolinealización se encuentra en [1.4], mientras interconexión con asignación de amortiguamiento se presenta en [1.5]. En [1.6] y [1.7], se emplea control por modo deslizante, control difuso con Gain-Scheduling se encuentra en [1.8], mientras en [1.9] se utiliza amortiguamiento activo y en [1.10] se usa planitud.

Todas esas estrategias de realimentación resultan útiles y al ser no lineales permiten que el convertidor bajo control presente un alto desempeño cuando es necesario controlar las variables de estado en un amplio rango de variación. Sin embargo, muchas veces ocurren variaciones en la carga y la fuente de alimentación, que provocan un deterioro del desempeño del convertidor. Este deterioro puede sobrellevarse en parte si se combinan las estrategias de realimentación con acciones de compensación “feedforward”. Una forma de realizar la compensación es a partir de las mediciones de los valores que adquieren las variables. Por ejemplo, la compensación feedforward de las variaciones de la tensión de entrada puede encontrarse en [1.11]. Sin embargo, allí la compensación se obtiene de la señal proveniente de la medición de la tensión. Si se decide medir, resulta necesario emplear tantos medidores como compensaciones se desee hacer. En algunos casos esto puede aumentar el costo y reducir la confiabilidad del convertidor. Por este motivo algunas propuestas plantean la utilización de observadores de estados para realizar una estimación, la cual una vez obtenida, pueda ser empleada en una compensación feedforward. Por ejemplo, el caso de compensación de variaciones de carga para un convertidor de cc-cc tipo reductor puede verse en [1.12].

Para las diferentes aplicaciones, existen variadas topologías de convertidores cc-cc. La fig. 33 en [1.13] presenta una ilustración de muchas de las aplicaciones donde se utilizan los convertidores cc-cc de tipo elevador. Las aplicaciones van desde los milivatios a los megavatios. Como se expresa en ese trabajo, diferentes topologías y estrategias de control continúan apareciendo para mejorar el desempeño de los circuitos. Los convertidores pueden ser de una o más etapas y se pueden emplear topologías aisladas y no aisladas para resolver los problemas de acondicionamiento [1.14] y [1.15]. Existen autores que se han fijado como objetivo disminuir el ripple cuando se acondiciona la tensión entregada por una batería de celdas de combustible, agregando dispositivos activos [1.16] y para ganar eficiencia se han empleado técnicas de soft-switching [1.17]. En aplicaciones que consideran alta tensión, se ha propuesto el uso de interleaving [1.18].

1.3 Objetivos de la tesis

La necesidad de adecuar la tensión que provee una batería de celdas de combustible propiedad de la Facultad Regional Bahía Blanca de la Universidad Tecnológica Nacional, a la tensión que

necesita una vivienda, motiva este trabajo de tesis doctoral. El trabajo consiste en diseñar un controlador no-lineal basado en observador para acondicionar la tensión de salida de una batería de celdas de combustible del tipo PEM, marca Nexa, de 1.200 W de potencia, [1.19]. Para las simulaciones se utilizará un modelo de comportamiento de la tensión de salida de la celda y para los resultados experimentales se empleará una fuente de tensión constante debido a la imposibilidad de acceder al sistema de celda de combustible debido a la Pandemia. La batería de celdas de combustible y sus sistemas auxiliares, se instalaron en el año 2010, y dicha instalación y su puesta en marcha, fueron los motivos del trabajo de una Tesis de Maestría [1.20]. El acondicionamiento de la tensión se realiza mediante un convertidor cc-cc tipo elevador. La carga del convertidor de cc-cc, la compone un inversor, el cual se considera de potencia constante.

El objetivo principal de la tesis es diseñar un controlador no lineal para la etapa de conversión continua a continua que acondiciona la salida de la tensión de la batería de celdas.

1.4 Organización de la Tesis

En este capítulo de introducción, se realiza una descripción general del sistema estudiado en el trabajo de tesis, las ventajas de su utilización y el fundamento del acondicionamiento de la tensión de salida para alimentar de energía eléctrica a una vivienda.

En el capítulo 2, se describen los componentes y las características principales de un sistema micro CHP, se evalúa la eficiencia, se analiza la relación con el medio ambiente, se describe la forma de conexión en una vivienda, y se analiza el costo en base al estado del arte de los programas que fomentan su uso en otras regiones del mundo.

El capítulo 3, describe la estrategia de control por modo deslizante aplicadas a convertidores cc-cc, del tipo elevador y del tipo reductor, mostrando ejemplos de utilización de distintas superficies de estado. Se obtienen además de las conclusiones sobre su desempeño, los resultados de simulaciones, por medio de distintos gráficos que muestran el comportamiento de las variables eléctricas de los convertidores.

En el capítulo 4, se describen las ventajas de utilizar observadores de estados y se analizan métodos para su empleo en convertidores cc-cc. Mediante una propuesta de diseño, se consiguen simulaciones del desempeño del convertidor, estimando algunas de las variables necesarias para el control.

En el capítulo 5, se aplican las estrategias estudiadas en los capítulos 3 y 4, a un convertidor del tipo elevador con filtro LCL a la entrada. La fuente primaria del convertidor es la tensión de salida

de la celda, la cual se simula mediante una función que tiene en cuenta los factores que intervienen en su funcionamiento. Para el control del convertidor, se define una superficie de estados y se estima la inversa de la impedancia de la carga. Mediante simulaciones se demuestra el correcto desempeño de las estrategias implementadas.

En el capítulo 6, se muestran los resultados experimentales obtenidos con la construcción del convertidor, implementando la estrategia de control estudiada en el capítulo 5. Se describe el montaje desarrollado para el circuito del convertidor y se presentan dos procedimientos de simulaciones que contienen diferentes acercamientos a los valores reales de sus componentes. Por último, se exponen los resultados experimentales obtenidos.

Finalmente, en el capítulo 7 se presentan las conclusiones y la perspectiva de trabajos a desarrollar en el futuro, aprovechando los resultados obtenidos en esta Tesis.

1.5 Aportes de esta tesis.

La tesis aborda el acondicionamiento de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible, elevando su valor a través de un convertidor cc/cc boost. Se presenta una topología nueva, que considera una primera etapa de filtrado LCL para reemplazar el típico filtro L que suele utilizarse en este tipo de convertidores. Como consecuencia de esta modificación, el convertidor boost resulta en un sistema no lineal de 4° orden., para el cual se establece un control para garantizar un determinado desempeño cuando se producen cambios en las referencias y en la carga. Como caso de estudio se analizan dos tipos de carga, una es una carga lineal que se considera variable y la otra es una carga de potencia constante. Para este tipo de cargas se diseña un controlador no lineal basado en observador. La estrategia no lineal emplea la técnica de control por modo deslizante, surgiendo la señal de conmutación del diseño de una superficie función no lineal de los estados, que incluye a modo de compensación feedforward, valores estimados de la carga. Esta topología y esta estrategia de control no se encuentran en la literatura y son empleadas en esta Tesis con el propósito de disminuir el volumen del filtro de entrada.

Esta topología y las técnicas de control asociadas han sido presentadas en distintos trabajos publicados en congresos de la especialidad. A continuación, se presenta la lista de estos trabajos, describiendo brevemente el aporte en cada uno de ellos:

- A. Gonnet, S. Gómez Jorge, C. Busada y J. Solsona, Mejora del desempeño de convertidores cc-cc tipo elevador empleando compensación feedforward, XVI Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control, Córdoba, Argentina, 2015.

En este trabajo se propuso una estrategia de control para un convertidor cc-cc tipo elevador, que combina una ley de control por modo deslizante con técnicas de compensación feedforward, con el objetivo de mejorar el desempeño del sistema en presencia de perturbaciones. Se considera al convertidor cargado con una fuente de corriente y alimentado con tensión lentamente variable. Para no incrementar el número de sensores, las señales necesarias para el control se obtienen mediante observadores de estados. Este trabajo contiene los primeros resultados obtenidos para desarrollar los capítulos 3, 4 y 5.

- A. Gonnet, S. Gómez Jorge, C. Busada y J. Solsona, “Controlador basado en observador para un generador eléctrico a celda de hidrógeno”, IEEE Argencon 2016, Buenos Aires, Argentina, 2016.

En este trabajo se presentó un controlador basado en observador para un generador de energía eléctrica, cuya fuente primaria es una celda de combustible del tipo de membrana de intercambio protónico (PEM), alimentada con hidrógeno. La tensión de salida de la celda se acondicionó mediante un convertidor de cc-cc tipo elevador y se consideró que éste alimenta una carga de potencia constante. El convertidor se controló empleando la técnica por modo deslizante, utilizando una superficie no lineal. Este trabajo contiene de manera parcial los resultados obtenidos en el capítulo 5.

- A. Gonnet, S. Gómez Jorge, C. Busada, J. Solsona, “Power converter topology for conditioning a fuel cells battery voltage”. Primera Conferencia Argentina de Electrónica, CAE2019, Mar del Plata, Argentina, 2019.

En este trabajo se desarrolló un convertidor cc-cc para acondicionar la tensión de salida de una batería de celdas de combustible. La topología propuesta incluyó un filtro LCL a la salida de la fuente primaria. El control de la tensión de salida del convertidor se realizó con una estrategia por modo deslizante, empleando un observador para la impedancia de carga. Los resultados presentados en este trabajo forman parte de los contenidos en el capítulo 5.

- A. Gonnet, J. Solsona, C. Busada, “Análisis del funcionamiento de un sistema de cogeneración de electricidad y calor para aplicación residencial utilizando una celda de

combustible”. II Congreso Argentino de Energías Sustentables, Bahía Blanca, Argentina, 2016.

En este trabajo se describieron los componentes principales de un sistema micro CHP basado en celda de combustible, se analizó su funcionamiento y eficiencia, se realizó una reseña de los programas impulsados en el mundo para su utilización y se obtuvieron conclusiones acerca de las ventajas y desventajas de su implementación en los hogares. Aquí, se mostraron resultados parciales sobre lo enunciado en el capítulo 2.

- A. Gonnet, C. Mainetti, E. Guillermo, “Análisis sobre la utilización de un sistema de generación distribuida que integra electricidad y calor para aplicación residencial en la Argentina”, III Congreso Argentino de Energías Sustentables, Bahía Blanca, Argentina, 2018.

En este trabajo se presentó un diseño típico de sistema que integra electricidad y calor basado en una celda de combustible para ser utilizado en una vivienda y además se describió una forma de conexión a las redes de electricidad y de gas, que podría implementarse en nuestro país. El trabajo muestra resultados parciales de los obtenidos en el capítulo 2.

- A. Gonnet, C. Mainetti, E. Guillermo, “Eficiencia y Costo de los Sistemas de Energía Distribuida que Integran Electricidad y Calor para Uso Residencial”, VII Seminario de Energías y su Uso eficiente, San Miguel de Tucumán, Argentina, 2018.

En este trabajo se describió un sistema micro CHP basado en celda de combustible y se analizaron los aspectos relacionados con la eficiencia y el costo, tomando los registros de datos que aportan los programas más desarrollados en el mundo, que fomentan su empleo. Con ello se consiguió obtener conclusiones para analizar su posible aplicación en nuestra región, y obtener un modelo de este tipo de sistemas, a partir de la celda de combustible existente en la Facultad Regional Bahía Blanca. El trabajo muestra resultados parciales de los obtenidos en el capítulo 2.

1.6 Referencias del capítulo 1

- [1.1] Eva Ravn Nielsen and Carsten Brorson Prag Technical University of Denmark. October 2017. Learning points from demonstration of 1000 fuel cell based micro-CHP units. Recuperado de: <http://enfield.eu/>

- [1.2] Elmer, T., Worall, M., Wu, S., & Riffat, S. B. (2015). Fuel cell technology for domestic built environment applications: State of-the-art review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 42, 913-931.
- [1.3] Leon, A. E., Solsona, J. A., & Valla, M. I. (2010). Exponentially convergent estimator to improve performance of voltage source converters. *IET power electronics*, 3(5), 668-680.
- [1.4] Ciezki, J. G., & Ashton, R. W. (1998, May). The design of stabilizing controls for shipboard DC-to-DC buck choppers using feedback linearization techniques. In *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196) (Vol. 1, pp. 335-341)*. IEEE.
- [1.5] Zeng, J., Zhang, Z., & Qiao, W. (2013). An interconnection and damping assignment passivity-based controller for a DC–DC boost converter with a constant power load. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(4), 2314-2322.
- [1.6] Zhao, Y., Qiao, W., & Ha, D. (2013). A sliding-mode duty-ratio controller for DC/DC buck converters with constant power loads. *IEEE Transactions on industry Applications*, 50(2), 1448-1458.
- [1.7] Tahim, A. P., Pagano, D. J., & Ponce, E. (2012, December). Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc microgrids. In *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (pp. 3068-3073)*. IEEE.
- [1.8] Kakigano, H., Miura, Y., & Ise, T. (2012). Distribution voltage control for DC microgrids using fuzzy control and gain-scheduling technique. *IEEE transactions on power electronics*, 28(5), 2246-2258.
- [1.9] Rahimi, A. M., & Emadi, A. (2009). Active damping in DC/DC power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5), 1428-1439.
- [1.10] Gensior, A., Woywode, O., Rudolph, J., & Guldner, H. (2006). On differential flatness, trajectory planning, observers, and stabilization for DC–DC converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 53(9), 2000-2010.
- [1.11] Kazimierczuk, M. K., & Starman, L. A. (1999). Dynamic performance of PWM DC-DC boost converter with input voltage feedforward control. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 46(12), 1473-1481.

- [1.12] Solsona, J. A., Jorge, S. G., & Busada, C. A. (2015). Nonlinear control of a buck converter which feeds a constant power load. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7193-7201.
- [1.13] Forouzesh, Mojtaba, et al. "Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications." *IEEE transactions on power electronics* 32.12 (2017): 9143-9178.
- [1.14] Raghavendra, Kummara Venkat Guru, et al. "A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems." *Electronics* 9.1 (2020): 31.
- [1.15] Hossain, M. Z., and N. A. Rahim. "Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design and applications: A review." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 81 (2018): 205-230.
- [1.16] Kwon, Jung-Min, et al. "High-efficiency fuel cell power conditioning system with input current ripple reduction." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.3 (2009): 826-834.
- [1.17] Ordonez, Martin, and John E. Quaicoe. "Techniques for efficiency gains in soft switching full-bridge fuel cell power conversion." 2010 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2010.
- [1.18] Sona, P., Sheela Joseph, and Elizebath Paul. "High Efficiency Interleaved Active Clamped Dc-Dc Converter with Fuel Cell for High Voltage Applications." *Int. Journal of Engineering Research and Applications*, ISSN: 2248 9622: 628-632.
- [1.19] Ballard Power Systems Inc Nexa™ Power Module User's Manual, 2003.
- [1.20] Gonnet, A. (2015). Tesis de Magister en Ingeniería: Estudio del funcionamiento de una celda de hidrógeno y la influencia del material de fabricación de los electrodos en su rendimiento. Biblioteca de la Universidad Nacional del Sur.

CAPÍTULO 2. Los sistemas integrados de electricidad y calor basados en celdas de combustible

2.1 Resumen del capítulo 2

En este capítulo se describen los sistemas integrados de electricidad y calor basados en celdas de combustible para aplicación en el ámbito residencial. Se mencionan las ventajas de su utilización, se describe la forma de conexión en una vivienda y se realiza una reseña de los principales programas que fomentan su empleo a nivel mundial. El análisis realizado, sirve para conocer el estado del arte del sistema al cual se le acondicionará la tensión de salida.

2.2 Sistemas integrados de electricidad y calor

La electricidad y el calor constituyen las principales necesidades energéticas para el mundo moderno y su consumo en el sector residencial está en constante crecimiento. En la Argentina el consumo energético en las residencias en el año 2014, llegó al 27 % del total que consumen todos los sectores y en relación al año 2006, creció de 12,2 Mtep a 15,9 Mtep [2.1].

El cambio climático, la inestabilidad en la cadena de abastecimiento de electricidad y el deseo de las naciones de ser auto-suficientes energéticamente, constituyen prioridades en las agendas de muchos gobiernos en el mundo. La necesidad de utilizar la energía de forma más eficiente es una preocupación que está cobrando cada vez más fuerza en la conciencia pública.

Por otra parte, la inyección a las redes actuales de sistemas de generación a partir de energías renovables ocasiona inconvenientes de estabilización originados por la naturaleza variable de dichos sistemas, que obligan a implementar sistemas inteligentes para mantener constante los parámetros eléctricos.

Debido a la necesidad de reducir las emisiones de CO₂ y hacer más sustentable la provisión de energía eléctrica, se están diseñando varias aplicaciones dentro del campo tecnológico denominado generación distribuida. Los paneles solares, las turbinas de viento y los sistemas integrados de electricidad y calor denominados CHP, son ejemplos de aplicaciones a pequeña escala.

La generación de electricidad y calor a través de un único dispositivo (CHP) se utiliza desde hace mucho tiempo para reducir el costo de combustible en las industrias empleando distintas tecnologías y se encuentra en estado emergente como una alternativa para generar electricidad y calor

en aplicaciones residenciales, en cuyo caso, reciben el nombre de micro CHP o mCHP, los cuales afrontan numerosos desafíos tecnológicos en la actualidad, pero su utilización crece incesantemente en varias partes del mundo.

Se sabe que, desde el punto de vista técnico, que la cogeneración de electricidad y calor es más eficiente que la generación por separado en forma centralizada, ya que, el calor generado en una central eléctrica no se aprovecha debido a la gran distancia, entre esta y el usuario final, en la Figura N° 2.1, se indican los valores habituales cuando se comparan ambas formas de generación [2.2]. Este calor residual, además genera importantes cantidades de gases de efecto invernadero.

Un sistema micro CHP, se instala reemplazando a la caldera o termotanque en una vivienda y produce electricidad y calor con un único equipo y a partir de una única fuente de combustible, con su empleo también se posibilita la diversificación en la utilización de fuentes de combustible, se estimula el autoconsumo y se mejora la calidad en la provisión del servicio eléctrico [2.3].

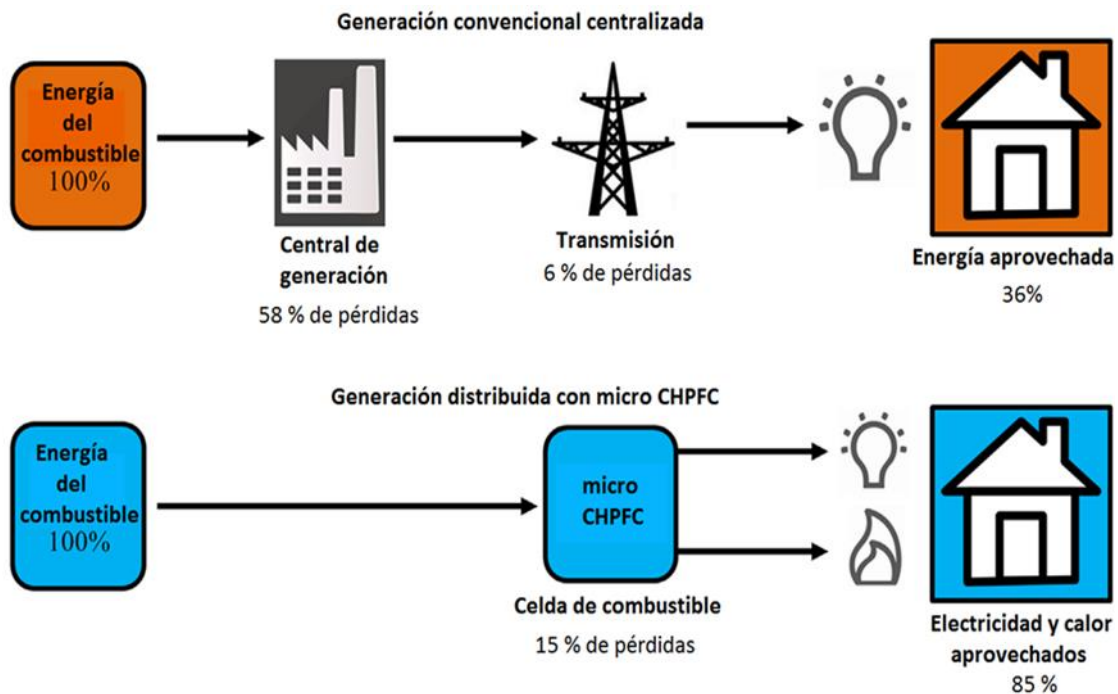


Figura N° 2.1. Comparación de eficiencia entre generación centralizada y generación distribuida con CHP. Adaptado de [2.2]

En los países donde la distribución de gas natural está bien establecida, éste suele ser el combustible elegido para los sistemas micro CHP por ejemplo los programas de fomento de empleo en Japón y en 11 países de Europa.

Cuando se compara a la eficiencia de un sistema CHP con la eficiencia de generación de electricidad tradicional y una caldera en forma separada, se establece que un CHP necesita alrededor de las tres cuartas partes de energía primaria para obtener la misma cantidad de electricidad y calor que un sistema tradicional [2.4].

La tecnología que utiliza una batería de celdas de combustible para el funcionamiento de un micro CHP, se está desarrollando específicamente para el mercado residencial y un esquema de su conexión en una vivienda se representa en la Figura N° 2.2 [2.5]. Las celdas de combustible presentan una elevada eficiencia en la generación de electricidad, que la diferencian de otras tecnologías utilizadas en un micro CHP [2.6]. Estas características le otorgan al sistema con celdas de combustible la capacidad de ofrecer un consumo de combustible aún menor, y producir enormes reducciones en la emisión de gases de efecto invernadero como el CO₂ y otros componentes contaminantes. Algunos gobiernos en el mundo están reconociendo los beneficios de la “micro cogeneración” con celdas de combustible y ofrecen importantes incentivos para promover su utilización [2.7].

Si bien en otros ámbitos, los sistemas CHP se implementan desde hace mucho tiempo, el crecimiento de la demanda mundial por la utilización de formas de energía menos contaminantes ha renovado el interés por la tecnología de micro CHP en el sector residencial.

Aunque un micro CHP basado en celdas de combustible puede funcionar de forma autónoma o aislada, habitualmente se instala junto con un sistema tradicional de caldera de respaldo y en paralelo con la red eléctrica como se muestra en la Figura N° 2.2, en dicho esquema, el micro CHP abastece la demanda base de calor y electricidad, mientras que la caldera auxiliar y la red de electricidad soportan el consumo pico de la energía demandada por los usuarios de la vivienda.

Cuando se instalan como suplemento de la red eléctrica y en los países cuya implementación es posible, estos sistemas permiten que todo exceso de electricidad generado pueda ser vendido a la red.

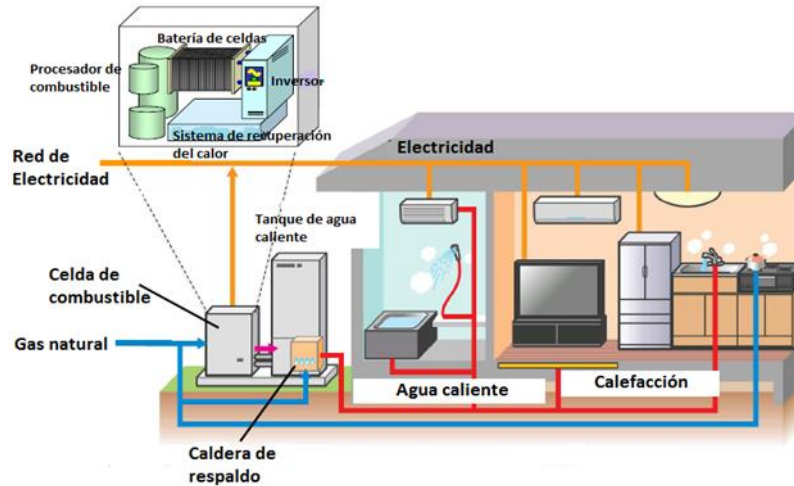


Figura N° 2.2. Sistema micro CHP en una vivienda. Adaptado de [2.5]

2.3 Componentes de un micro CHP

Si bien un sistema micro CHP opera en base a una celda de combustible, es imposible que el sistema contenga solamente una batería de celdas por el contrario varios equipos auxiliares se necesitan para sostener su operación y utilizar la electricidad y el calor que se extrae de ella. La batería de celdas constituye alrededor de un 25% del volumen y costo del sistema [2.8]. A continuación, se describen cada uno de los componentes con relación a lo mostrado en la Figura N° 2.3 [2.9].

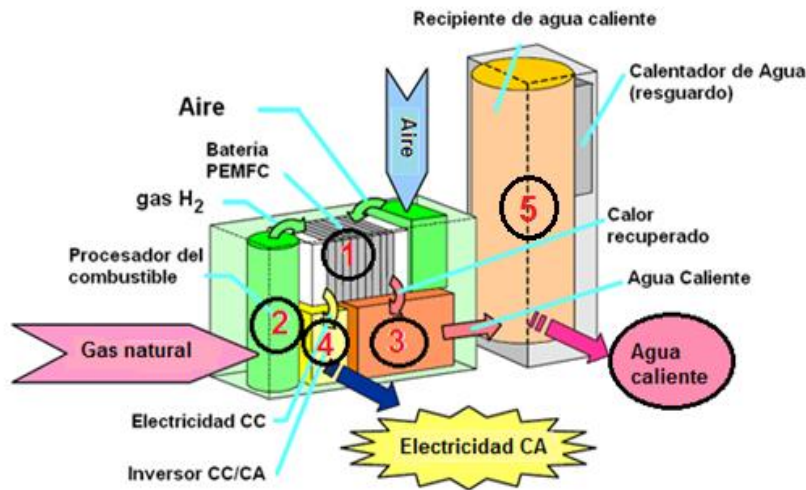


Figura N° 2.3. Componentes de un micro CHP. 1 Batería de celdas de combustible, 2 Procesador de combustible, 3 Recuperación del calor, 4 Acondicionamiento de la tensión de salida, 5 Caldera y tanque de almacenamiento. Adaptado de [2.9]

2.3.1 Batería de celdas de combustible

Las celdas de combustible entregan electricidad a partir de una reacción electroquímica entre dos componentes, hidrógeno y oxígeno extraído del aire. Como subproductos de la reacción, producen agua pura y calor. Como ventajas importantes, presentan una elevada eficiencia y emiten una muy baja cantidad de contaminantes al medio ambiente. Producto de la reacción cada celda individual, genera una tensión de aproximadamente 1 V a circuito abierto y de 0,6 V o menos a plena carga [2.10]. El valor de tensión total disponible a la salida resulta función de la cantidad de celdas que forman la batería. El funcionamiento es continuo mientras se le entregue hidrógeno y aire a la entrada, por lo tanto se diferencian de cualquier otro tipo de baterías, en que no necesitan ser recargadas.

Si bien todas las tecnologías para celdas de combustible comparten los mismos principios, hay algunas diferencias importantes en la forma en que se ejecutan las reacciones electroquímicas. Las diferencias fundamentales son tres, los materiales con los cuales se construyen, el rango de temperatura en la cual trabajan y la tolerancia al tipo y pureza del combustible del cual se aprovecha su contenido de hidrógeno. En todas ellas, el conjunto formado por los electrodos y el electrolito constituye el dispositivo principal, donde se realizan las reacciones electroquímicas y su diseño, resulta preponderante en el valor de la eficiencia lograda. En la mayoría de los desarrollos actuales de micro CHP, se utilizan las celdas de membrana polimérica conocidas por la sigla “PEMFC”, tanto de baja temperatura denominadas “LTPEMFC”, como de alta temperatura denominadas “HTPEMFC” y las de óxido sólido conocidas con la sigla “SOFC” [2.11].

Una PEMFC produce electricidad y calor que luego puede ser recuperado para calentar agua en un circuito secundario conectado al sistema de distribución de agua caliente del edificio. Estas celdas necesitan un elevado nivel de pureza en el combustible, razón por la cual el procesamiento del combustible cuando se utiliza gas natural resulta más complejo [2.12, 2.13].

Una SOFC resulta más versátil que la PEMFC en cuanto a su tolerancia de impurezas en el combustible, las altas temperaturas desarrolladas para lograr la reacción química permiten la utilización prácticamente directa de ciertos hidrocarburos, la desventaja frente a las PEMFC es que necesitan un elevado tiempo de encendido a raíz de su alta temperatura de funcionamiento [2.14]. La Tabla 2.1, muestra una comparación de los tipos de celdas utilizadas en los sistemas micro CHP en cuanto a su electrolito, temperaturas de funcionamiento y las principales ventajas y desventajas [2.15].

A la hora de abastecer energéticamente a una residencia, la celda de combustible debería dimensionarse para soportar la demanda pico, pero cuando se instalan como soporte de la red, una solución de compromiso que incluye al tamaño y el costo ha dado lugar a que los fabricantes establezcan un rango de valor de potencia eléctrica y producción de calor [2.16].

Los valores de potencia eléctrica de salida utilizados van desde 0,7 kW a 1,5 kW, y una cantidad de calor determinada por la eficiencia de esta, que abarca un rango de 1 a 4 kW [2.3]. Debido a la variación en la demanda habrá momentos en donde la energía eléctrica requerida será extraída también desde la red y en otros momentos de baja demanda, la energía podrá exportarse a la red en los casos donde sea posible. En cuanto a la producción de calor se hace necesario el almacenamiento en forma local en tanques de resguardo y a veces quemadores extras para abastecer la demanda pico de energía térmica.

Tabla 2.1. Características principales de los tipos de celdas.

Tipo de Celda	Electrolito	Temperatura de operación	Ventajas	Desventajas
LT PEMFC	Polímero sólido. A base de ácido perfluorsulfónico	< a 120 °C	Arranque rápido	Catalizador caro. Sensible a las impurezas del combustible
HT PEMFC	Polímero sólido. Polibenzimidazol (PBI) impregnado con ácido fosfórico	Hasta 200 °C	Mayor tolerancia al CO que LTPMFC	Arranque más lento que LTPMFC
SOFC	Cerámico. YSZ (Yttria stabilized zirconia)	500 a 1000 °C	Alta eficiencia. Flexibilidad al tipo de combustible.	Arranque muy lento

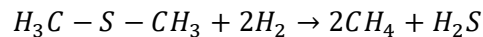
2.3.2 Procesador del combustible

La elección del tipo de combustible influye en el desarrollo y costo del micro CHP [2.17]. El gas natural, donde el metano (CH₄) es el principal componente, es el combustible elegido en los países donde su distribución está bien establecida. El hidrógeno necesario para entregar a la batería de celdas se obtiene desde el gas natural dentro del mismo equipo, mediante alguno de los procesos denominados: reformado con vapor “SR”, oxidación parcial “PO” o reformado auto-térmico “ATR”, luego si es necesario, se realiza la eliminación del CO remanente mediante una reacción de

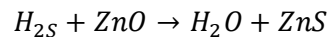
desplazamiento de CO, denominada “water gas shift” (WGS) y si aún se necesitase menos contenido de CO, se realiza una última reacción de oxidación selectiva [2.18].

De esta manera, el tratamiento del gas natural para obtener hidrógeno puro consta de varias etapas que se necesitan para satisfacer las distintas tolerancias a las impurezas en el combustible de los tres tipos de celdas. La Figura N° 2.4, muestra un esquema de los procesos establecidos para una batería de celdas LTPEMFC [2.19]. Estas etapas se realizan dentro de una única unidad. Las cuatro etapas se denominan, desulfuración, reformado a vapor, reacción de desplazamiento de gas con vapor (WGS) y reacción de oxidación preferencial. Específicamente, la primera etapa de desulfuración puede realizarse por medio de una reacción de hidrogenación y se basa en los siguientes dos principios:

- a) Un compuesto de sulfuro reacciona con el hidrógeno en un catalizador basado en Ni-Mo o Co-Mo y es convertido en sulfuro de hidrógeno a una temperatura de 150 a 400 °C:



- b) El sulfuro de hidrógeno reacciona con óxido de zinc y es removido a una temperatura de 350 a 400°C:



La unidad además debe contener los sistemas para el manejo térmico que permitan lograr los rangos de temperaturas y un generador de vapor necesarios para abastecer las reacciones [2.19].

En sistemas SOFC, el procesador de combustible consiste solo de un reformador y una unidad de desulfuración debido a la menor sensibilidad a las impurezas en el combustible, que dichas celdas presentan.

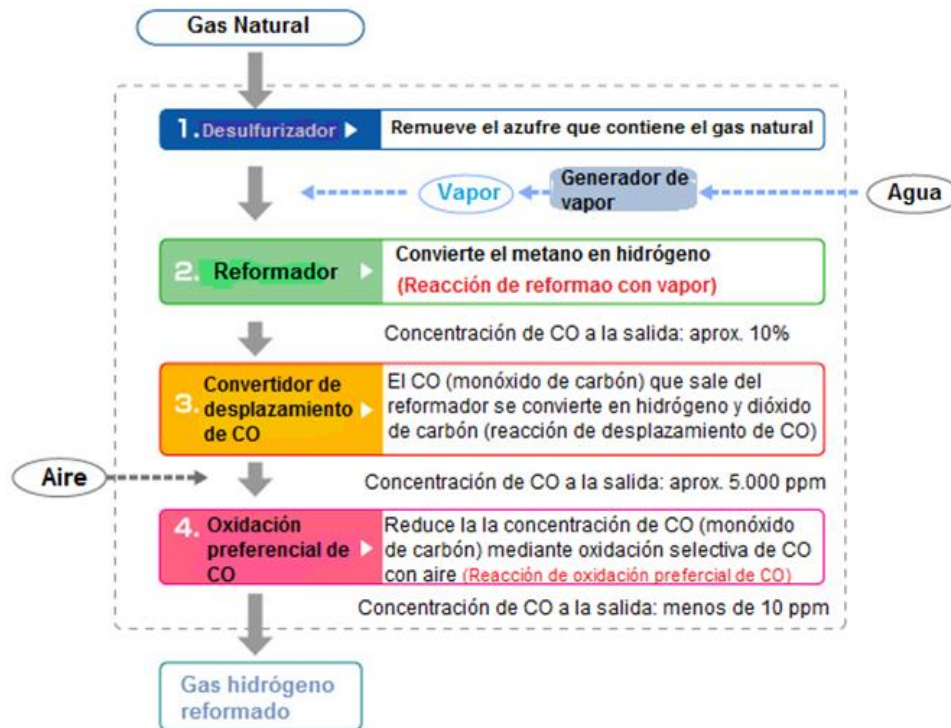


Figura N° 2.4. Proceso de reformado del gas natural en una celda LTPEMFC. Adaptado de [2.19]

2.3.3 Recuperación del calor

La recuperación del calor desarrollado por las celdas de combustible consiste en un sistema formado por un circuito, el cual toma el calor generado en el sistema micro CHP y lo traslada por medio de intercambiadores de calor a los dispositivos que permitirán su utilización final.

La forma de recuperar calor desde la batería de celdas resulta primordial para aumentar la eficiencia del sistema micro CHP. En las PEMFC, el calor se recupera desde el fluido refrigerante que circula por las celdas y puede ser utilizado tanto para calentar agua, como para calefacción del ambiente. El reformador del combustible necesita elevar la temperatura a un valor superior a 600 °C para realizar la conversión de CH_4 a H_2 , por esa razón se implementa un quemador extra. La eficiencia mejora si una parte del combustible que necesita para funcionar el quemador extra la obtiene del hidrógeno que no reaccionó en la generación de electricidad.

La recuperación de calor en una celda SOFC es más compleja, se realiza utilizando el exceso de aire entregado al cátodo y el combustible no consumido en la reacción. El exceso de aire del cátodo y el combustible no consumido se procesan en un quemador y el calor generado también se emplea para precalentar a los gases reactantes y para sostener la reacción en las celdas [2.11]. Se debe emplear una cantidad de aire importante para abastecer este proceso y para ello se utiliza un ventilador de

capacidad importante. La utilización de estos ventiladores va en decremento de la eficiencia global del sistema micro CHP [2.11].

2.3.4 Acondicionamiento de la tensión de salida

En la mayoría de los casos, la tensión de salida de una celda de combustible o de una batería de celdas de combustible no presenta un valor adecuado para la carga y necesita regulación. La gráfica de la tensión de salida en función de la corriente entregada no es constante. El incremento de la corriente de salida provoca la caída de la tensión como en la mayoría de los generadores eléctricos, pero en una celda de combustible, esta caída es aún mayor.

Para una celda unitaria tipo PEMFC, la tensión teórica de circuito abierto es de alrededor de 1,2 V sin embargo, cuando entrega corriente, este valor es considerablemente menor. La Figura 2.5 muestra el desempeño típico de una celda unitaria que opera a temperaturas por debajo de los 70 °C y a presión normal. En dicha gráfica, se establece la variación de la tensión de salida en función de la densidad de corriente, observándose lo siguiente:

- La tensión a circuito abierto es menor que el valor teórico
- Existe una caída rápida de la tensión al inicio
- Luego la tensión decrece más lento y en forma más lineal
- A partir de una determinada densidad de corriente el valor de tensión vuelve a decrecer rápidamente

Los principales factores que influyen en la caída de tensión son: las pérdidas por activación, las pérdidas óhmicas y las pérdidas por concentración. A bajas densidades de corriente predominan las pérdidas de activación. Las pérdidas de activación se deben al tiempo que tarda la reacción química entre el hidrógeno y el oxígeno en los electrodos, creando una caída de tensión altamente no-lineal. Las pérdidas óhmicas se producen debido al flujo de los electrones en los electrodos y el electrolito. Idealmente el electrolito debería permitir solamente el transporte de iones, pero una pequeña porción del combustible logra difundir a través de la membrana. A diferencia de las pérdidas por activación, las pérdidas óhmicas son esencialmente lineales y directamente proporcionales a la densidad de corriente. Las pérdidas de concentración son el resultado de la incapacidad para mantener la concentración inicial del combustible. A medida que el reactivo se consume en el electrodo, la concentración del combustible se reduce a mayor velocidad que su ingreso. Estas pérdidas suelen ser muy importantes, principalmente a elevadas densidades de corriente.

No se ha establecido un valor estándar para la tensión nominal de salida de las baterías de celdas de combustible. La mayoría de las baterías de celdas producen un valor de tensión entre 24 y 150 Vcc. La gran mayoría de las aplicaciones en las cuales se implementa el uso de celdas de combustible, requieren de un circuito electrónico. Este circuito electrónico debe tener las siguientes características [2.20]:

- Control de la tensión de la celda
- Convertir la tensión de salida a un tipo y valor apropiado para la carga
- Entregar un elevado factor de potencia
- Funcionar de manera eficiente bajo todas las condiciones de carga
- Producir un bajo contenido de armónicos
- Poseer un costo reducido

Generalmente, los circuitos electrónicos se basan en convertidores de tensión cc/cc elevadores e inversores, con ellos se eleva la tensión de salida de la celda y se convierte a ca.

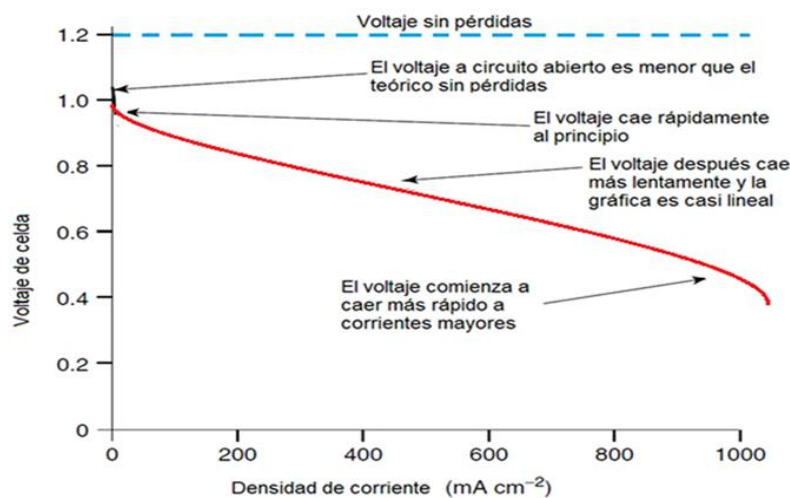


Figura 2.5. Variación de la tensión de salida de una celda tipo PEM. [2.21]

El sistema para adecuar la tensión de salida de un sistema micro CHP, está constituido por: el convertidor de cc-cc, el inversor, la conexión a la red y el controlador electrónico. Mediante ellos se convierte la tensión de corriente continua de salida de la celda en tensión de corriente alterna, se maneja la electricidad demandada por el edificio y la electricidad exportada a la red.

Se han utilizado ampliamente los convertidores cc/cc elevadores tradicionales para acondicionar la tensión de salida de las celdas de combustible. Algunas de las modificaciones realizadas a su topología básica, se describen a continuación:

Un convertidor de puente completo con múltiples bobinas secundarias se describe en [2.22]. El convertidor directo con conmutación suave propuesto en [2.23], utiliza un circuito elevador, batería, convertidor cc/cc e inversor trifásico para acondicionar la tensión de salida de la celda de combustible. En [2.24], se presenta un convertidor cc/cc de puente completo con un inversor de puente H.

Algunas topologías han sido diseñadas exclusivamente para celdas de combustible, el convertidor High step-up cc/cc acoplado con inductor, construido para acondicionar la tensión de salida de una celda FEMFC se presenta en [2.25] y un acondicionador de potencia de amplio rango de entrada, se discute en [2.26]

El procedimiento estudiado en esta Tesis para controlar eficientemente el funcionamiento de los convertidores involucrados utiliza técnicas de control por modo deslizante con el desarrollo de observadores de estados, de esta manera se consiguen buenas respuestas a las variaciones de la carga y se elimina la necesidad de medir ciertas variables utilizadas para el control [2.27].

2.3.6 Caldera y tanque de almacenamiento

Una caldera extra, se instala para proveer calor que refuerce a la cantidad generada por la celda de combustible en las demandas pico. El tanque es para almacenar agua caliente.

2.3.7 Componentes adicionales

Los siguientes componentes adicionales no fueron representados en la Figura N° 2.3:

- Balance de planta: ventiladores, motores, sensores, cañerías y sistemas de control, utilizados para asegurar un funcionamiento estable y seguro.
- Medidor de energía inteligente: para medir la producción y consumo de energía.
- Panel de control y visor: para realizar la interfaz con el usuario.
- Conexión a internet: para el monitoreo y diagnóstico remoto.

2.4 Diseño de un micro CHP

En todo diseño de sistema micro CHP, resulta de gran importancia la utilización del calor generado por la batería de celdas en su funcionamiento, lo cual permite alcanzar los rendimientos antes mencionados. En la Figura N° 2.6, se muestra un esquema de sistema basado en una PEMFC [2.28]. La configuración exacta dependerá del modelo específico de celda y la tecnología utilizada para el procesamiento del combustible.

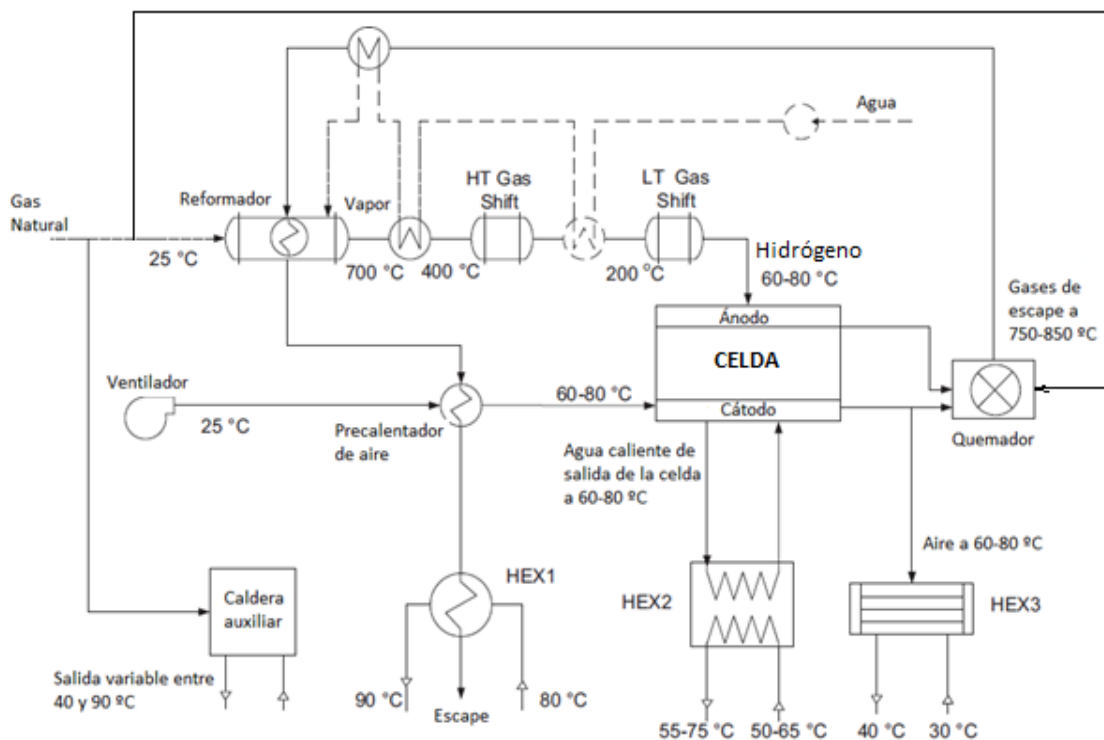


Figura N° 2.6. Diseño de micro CHP, donde se muestran los rangos de temperaturas involucrados. Adaptado de [2.28]

En este esquema se observan varios rangos de temperaturas para los flujos de calor que se establecen en el reformador del gas natural, en la celda propiamente dicha y en el quemador del combustible residual, los cuales se pueden aprovechar para abastecer a las cargas en una vivienda y a una caldera auxiliar de respaldo. En general, se deben establecer cuatro tipos de flujos para lograr el funcionamiento: calor, combustible, agua y aire. También es necesario realizar el acondicionamiento de la tensión de salida y de la tensión necesaria para alimentar los sistemas de control, los ventiladores, sensores y actuadores [2.29]. En este esquema, la PEMFC genera calor en su funcionamiento, el cual debe extraerse, ya que la membrana polimérica, que necesita estar húmeda, se seca por encima de los 100 °C; además se dispone de calor con varios rangos de temperatura, un

rango de alta temperatura va desde 700 °C hasta 900 °C, a la salida del quemador del hidrógeno residual y otro de bajas temperaturas que va desde 60 °C a 80 °C, en el sistema de enfriamiento de la PEMFC. Cada flujo de calor se puede aprovechar de maneras diferentes para alimentar las cargas de una vivienda, lo cual representa un escenario amplio para la utilización del calor producido.

En la Figura N° 2.7, muestra el detalle de la distribución del calor cuando se conecta el sistema micro CHP con una caldera de respaldo, para abastecer de agua caliente y calefacción a una vivienda. En la Figura N° 2.8, puede observarse un sistema comercial de micro CHP fabricado por la empresa Viessmann [2.30], en el cual se describen las partes componentes del sistema y sus principales especificaciones técnicas.

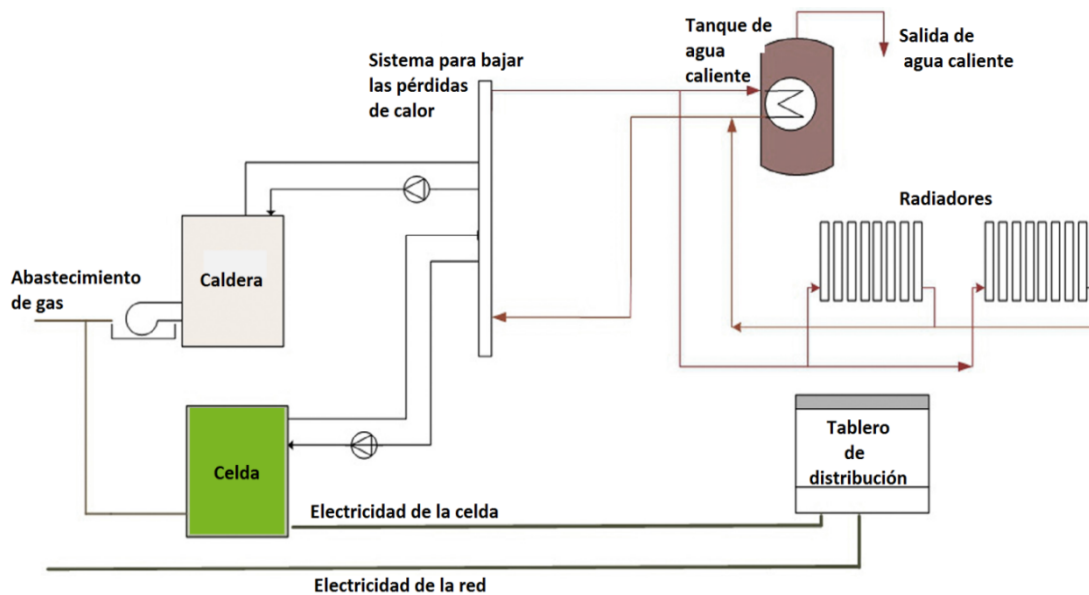


Figura N° 2.7. Esquema de utilización del calor en una vivienda. Adaptado de [2.28]

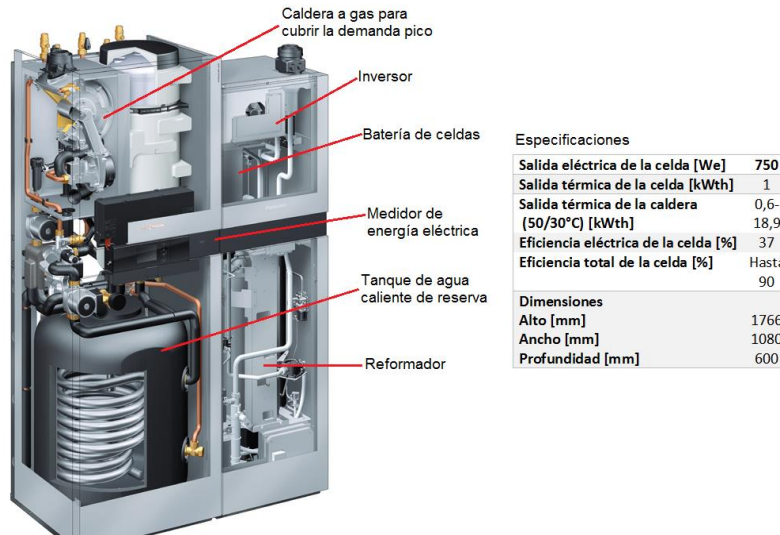


Figura N° 2.8. Sistema comercial. Adaptado de [2.30]

2.5 Conexión del sistema micro CHP

Para determinar la forma de conexión de un sistema micro CHP en una vivienda se definen las siguientes posibilidades de funcionamiento:

- **Autónomo o aislado:** el equipo se instala sin ningún tipo de conexión a la red eléctrica, lo cual implica que toda la electricidad producida será consumida en el mismo lugar de instalación sin utilizar la red como respaldo.
- **Venta de la electricidad excedente:** la electricidad generada y no consumida en el lugar de la instalación podrá ser exportada a la red eléctrica. Esta es la forma más común de instalación.
- **Venta de toda la electricidad generada:** nada de la electricidad generada se consume en el lugar de instalación, y se exporta a la red eléctrica en su totalidad. En este caso no se requiere conexión al interior de la vivienda.

Además, se deben tener en cuenta los siguientes aspectos al momento de realizar su conexión:

- Conexión a la red de gas natural o a un abastecimiento de gas propio.
- Conexión de una fuente de ventilación, necesaria para el funcionamiento de la celda.
- Conexión a la red eléctrica.
- Conexión eléctrica entre el micro CHP y la vivienda.

- Conexión del abastecimiento de agua.
- Conexión a la calefacción y al sistema de agua caliente de la vivienda.
- Conexión a internet para el control remoto y la operación en red inteligente.
- Conexión para los gases de escape.
- Instaladores y personal técnico en general.
- Permisos y documentación técnica.

2.5.1 Conexión a la red eléctrica

En la Figura N° 2.9, se describen las posibilidades de instalación en Italia, uno de los países integrantes del proyecto europeo denominado ene-field, por considerarlo un ejemplo similar al que podría implementarse en nuestro país [2.31, 2.32]. En las reglamentaciones de aquel país se describen dos tipos de instalaciones para usuarios conectados a la red de distribución eléctrica; en la parte A, se representa el esquema de conexión para un usuario que vende a la red toda la electricidad generada y en la parte B, se representa el esquema de conexión de un usuario que vende el excedente de la generación. Esta última conexión es la más habitual y requiere de un segundo medidor inteligente M2, el cual mide la energía generada localmente.

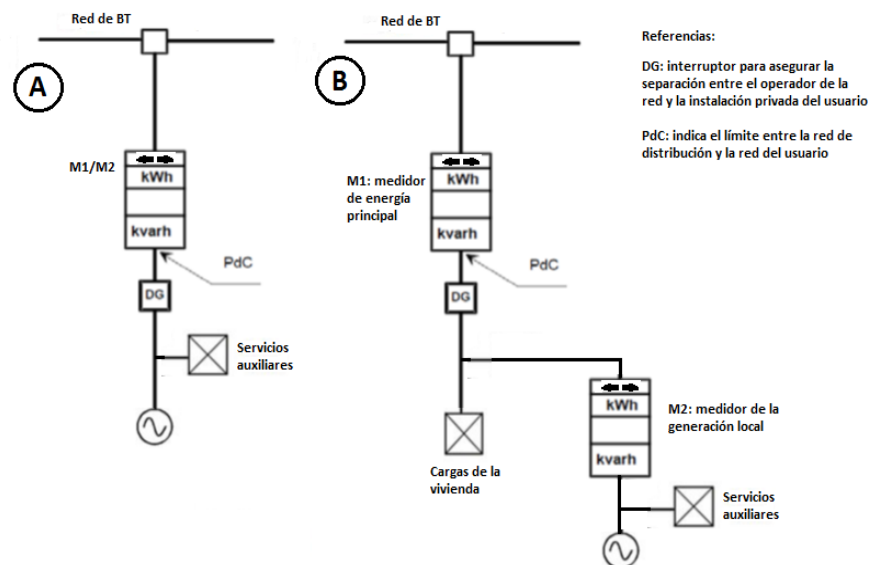


Figura N° 2.9. A) Conexión del medidor de energía para un usuario que vende toda la generación, descontando lo utilizado por los servicios auxiliares. B) Conexión de los medidores de energía para un usuario que vende solo el excedente de energía generada. Adaptado de [2.31]

2.5.2 Conexión a la red de gas

También, tomando como ejemplo lo establecido en Italia, se describen dos posibilidades de conexión a la red de gas. En el “esquema 1” de la Figura N° 2.10, la conexión se realiza con una nueva línea de alimentación y un nuevo medidor, exclusivos para el sistema micro CHP, de esta forma la nueva instalación queda independiente de la instalación existente; esta conexión presenta la ventaja de facilitar el registro del consumo del sistema micro CHP y como desventaja el mayor costo de instalación. En el “esquema 2” de la Figura N° 2.10, la conexión se realiza a través de una toma realizada en la instalación existente del usuario, esta conexión presenta la ventaja de una mayor simplicidad y menor costo, pero debido a la medición interna que solo realiza el usuario, las reglamentaciones relacionadas con el sistema de medición tienden a no recomendarla.

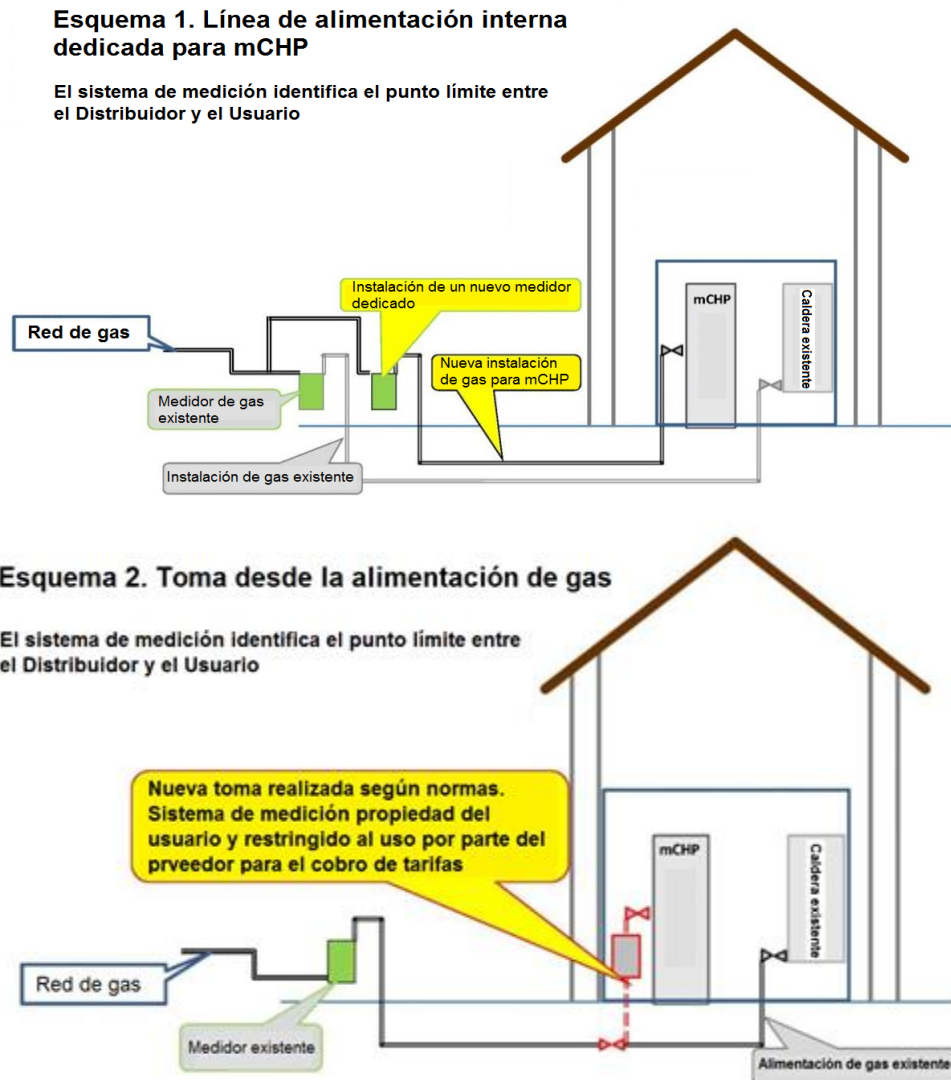


Figura N° 2.10. Conexión a la red eléctrica y de gas. Adaptado de [2.31]

2.6 Los programas de demostración y comercialización

La instalación de sistemas micro CHP basados en celdas de combustible son liderados por tres países, Japón, Alemania y Corea del Sur [2.33]. A continuación, se analizan los datos obtenidos de los programas desarrollados en los dos primeros países.

2.6.1 En Japón

Japón lleva adelante el programa más importante para la instalación de sistemas micro CHP, basados en celdas de combustible, en aplicaciones residenciales. En ese país, un primer programa a gran escala fue lanzado en el año 2002, mediante el cual se instalaron 3.600 unidades en viviendas particulares [2.34]. Luego en el año 2009 comenzó la fase de comercialización bajo el nombre de Ene-Farm, con la participación de las marcas aliadas: Panasonic, Eneos (JX Nippon Oil & Sanyo) y Toshiba. Los sistemas se basan mayoritariamente en celdas de combustible de membrana polimérica con una capacidad eléctrica en el rango de 0.7 a 1.0 kW y una capacidad de energía térmica de 1,4 kW. Estos sistemas incorporan un procesador para tres tipos de combustible: gas natural, gas licuado de petróleo o kerosene; contienen además una caldera auxiliar y un tanque para almacenar agua caliente. La conexión eléctrica se realiza en paralelo con la red [2.33, 2.35].

El gráfico de la Figura N° 2.11, muestra el relevamiento realizado en el programa Ene-Farm, donde se indica la cantidad de unidades instaladas en forma acumulativa desde el año 2009, allí se muestra el año de inicio con 2.550 unidades instaladas, y alcanzando para el año 2015, las 154.045 unidades instaladas [2.36].

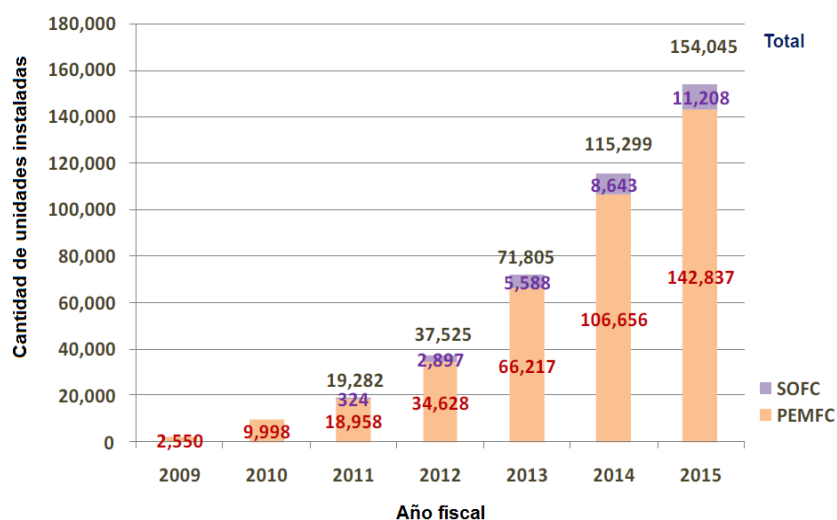


Figura N° 2.11. Unidades instaladas en el programa Ene-Farm. Adaptado de [2.36]

En la Figura N° 2.12 se describe el esquema de precios y subsidios para los sistemas micro CHP, evidenciando la reducción de costos para el mismo período de años. Se observa que para un precio inicial de 3.030.000 yen (\approx U\$S 27.200) se otorgaba un subsidio de 1.400.000 yen (\approx U\$S 12.600); y se llegó a un costo en el año 2015 de 1.360.000 yen (\approx U\$S 11.700) y un subsidio de 300.000 yen (\approx U\$S 2.700) [2.36].

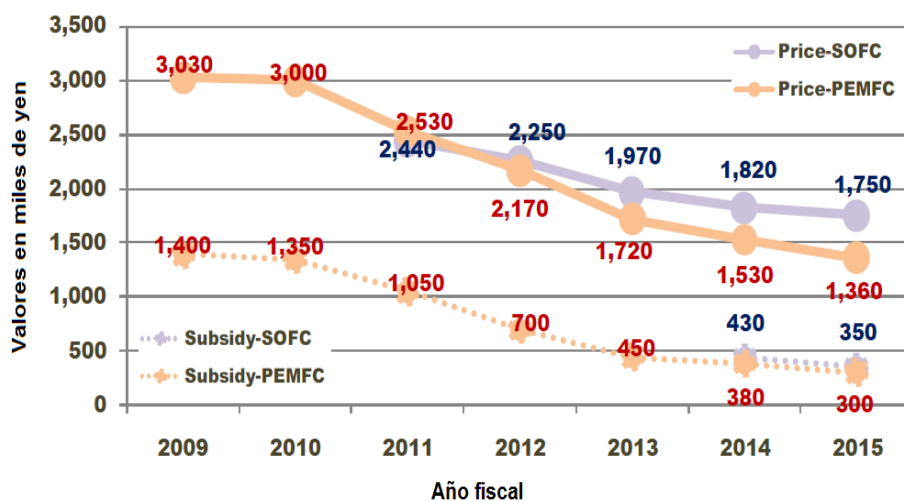


Figura N° 2.12. Costo de los micro CHP, incluyendo los subsidios. Adaptado de [2.36]

En la Figura N° 2.13, se describen las características técnicas y precios de tres fabricantes de sistemas comercializados en el programa Ene-Farm, durante el año 2016 [2.37].




	Toshiba	Panasonic	Aisin Seiki
Modelo			
Salida	700 W (PEM)	700 W (PEM)	700 W (SOFC)
Dimensiones (mm)	W780 x D300 x H1000	H1750 x W400 x D400	W780 x D330x H1195
Peso	86 kg	88 kg	100 kg
Eficiencia Eléctrica	39 %	39 %	52 % @700W
Capacidad del tanque de agua	200L	140L	28 Litters
Precio de lista sin impuestos	€ 12.400 (no incluye instalación)	€ 12.100 (no incluye instalación)	€ 13.600 (no incluye instalación)

Figura N° 2.13. Modelos, características y precios de micro CHP. Adaptado de [2.37]

2.6.2 En Alemania

El proyecto de demostración de micro CHP más importante en Europa, se conoce con el nombre de ene.field (*European-wide field trials for residential fuel cell micro-CHP*), con más de 1.000 unidades instaladas en viviendas y comercios, en 11 países participantes [2.38].

Alemania resultó el mercado más exitoso para el programa ene.field, en términos de cantidad de instalaciones. Más de 750 de las 1000 unidades del programa, se instalaron en Alemania [2.37].

Los subsidios implementados por el gobierno ayudaron a disminuir los costos de inversión, y esto favoreció a la instalación del sistema. Además, el precio de la electricidad, más alto que, en otros países de Europa, contribuyó también para alcanzar ese número de instalaciones.

La etapa inicial del programa llevó 3 años. La primera unidad se instaló en el año 2013, pero la mayoría de las unidades fueron instaladas durante los años 2015 y 2016, como se muestra en la Figura N° 2.14 [2.39].

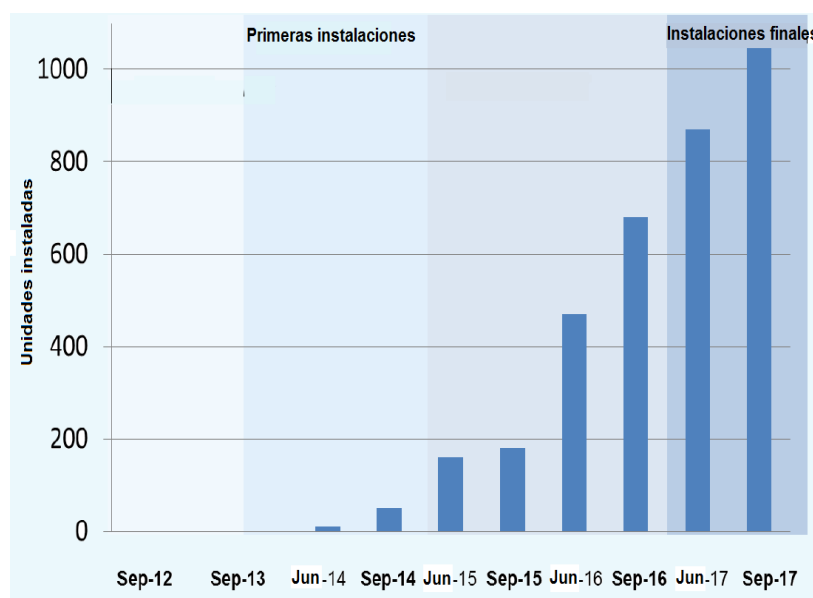


Figura N° 2.14. Cantidad de unidades instaladas con el programa ene.field. Adaptado de [2.39]

En la Figura N° 2.15, se muestran las características de varios modelos de sistemas micro CHP, comercializados en el programa. Las categorías mostradas son: modelos, tipos de celda de combustible, capacidades eléctricas, posibilidades de utilización de combustibles y fabricantes [2.39].












Elcore 2400	Dachs InnoGen	Cerapower FC10 Logapower FC10	Vitovvalor	SteelGen	Galileo 1000 N	Vaillant G5+	PEMmCHP G5	BLUEGEN	ENGEN 2500	Inhouse 5000+
										
PEM 300W	PEM 700W	SOFC 700W	PEM 700W	SOFC 700W	SOFC 1kW	SOFC 1kW	PEM 2kW	SOFC 2kW	SOFC 2.5kW	PEM 5kW
Natural Gas	Natural Gas	Natural Gas, Gas	Natural Gas	Natural Gas	Natural gas+ Biogas	Natural Gas	Natural Gas + Biogas	Natural Gas	Natural Gas	Natural gas + Biogas + H2
Elcore	SenerTec	Bosch Thermotechnik	Viessmann	Ceres Power	Hexis	Vaillant	Ballard Power	Solid Power		RBZ

Figura N° 2.15. Modelos y características de los mCHP instalados en el programa ene.field.

Adaptado de [2.39]

En la actualidad, también por medio de un programa denominado KFW433, Alemania le da continuidad al primer proyecto denominado Callux (2008-2015) y facilita los medios para que se instalen sistemas en los próximos años. Como una continuación del programa europeo ene.field, la demostración de sistemas micro CHP en Europa, continua con un programa denominado Project PACE, ver Figura N° 2.16 [2.39, 2.40].





 <p>Callux</p> <ul style="list-style-type: none"> • Period: 2008 – 2015 • Total budget: €75 million • German NIP co-financing: 50% • 500 systems installed in Germany • > 5 million operating hours • CO₂ reduction by 30% on average per year 	 <p>ene.field</p> <ul style="list-style-type: none"> • Period: 2012 – 2017 • Total budget: €52 million • EU co-financing (FCH JU/FP7): 50% • > 1,000 systems installed in 11 European countries • > 3 million operating hours so far 	 <p>PACE</p> <ul style="list-style-type: none"> • Period: 2016 – 2021 • Total budget: €90 million • EU co-financing (FCH JU/Horizon 2020): 37% • > 2,500 systems to be installed in 11 European countries • 500 units/manufacture 	 <p>KFW433</p> <ul style="list-style-type: none"> • Period: started in 2016 • German NOW NIP grant scheme administered by KfW bank • Beneficiaries: End customers • Eligible size: 0.25 kWe – 5 kWe • Grant value per system: €5,700 – €28,000
--	---	--	---

Figura N° 2.16. Esquema de los principales proyectos europeos. Adaptado de [2.39]

Un estudio sobre la comercialización de celdas de combustible en Europa, realizado por la Organización: Fuel Cells and Hydrogen Joint Undertaking (FCH JU), la cual también subsidia todas las actividades y el desarrollo de tecnologías de celdas de combustible e hidrógeno, permitió obtener resultados sobre las unidades instaladas en viviendas familiares de cuatro países, Alemania, Inglaterra, Italia y Polonia. Dicho estudio, compara varios sistemas de generación distribuida, con el

sistema micro CHP basado en celdas de combustible. Para el análisis se tuvo en cuenta un horizonte de 35 años, hasta el 2050, en tres escenarios distintos, uno de ellos, el “residencial”.

La Figura N° 2.17, muestra los resultados considerando el perfil de consumo energético anual de una vivienda familiar de la ciudad de Munich. Se compara el costo total del sistema micro CHP con celda de combustible, con el costo total de diversos sistemas de energía distribuida. El sistema micro CHP instalado es de 1 kW eléctrico y 1,4 kW térmico de capacidad y prevé una vida útil de 15 años con dos reemplazos de la batería de celdas de combustible en ese período.

Se puede ver que el sistema micro CHP, hoy resulta con un costo total superior que cualquiera de los otros sistemas considerados, no obstante, con un volumen de 100.000 unidades instaladas, ofrece el mejor costo total frente a los demás sistemas.

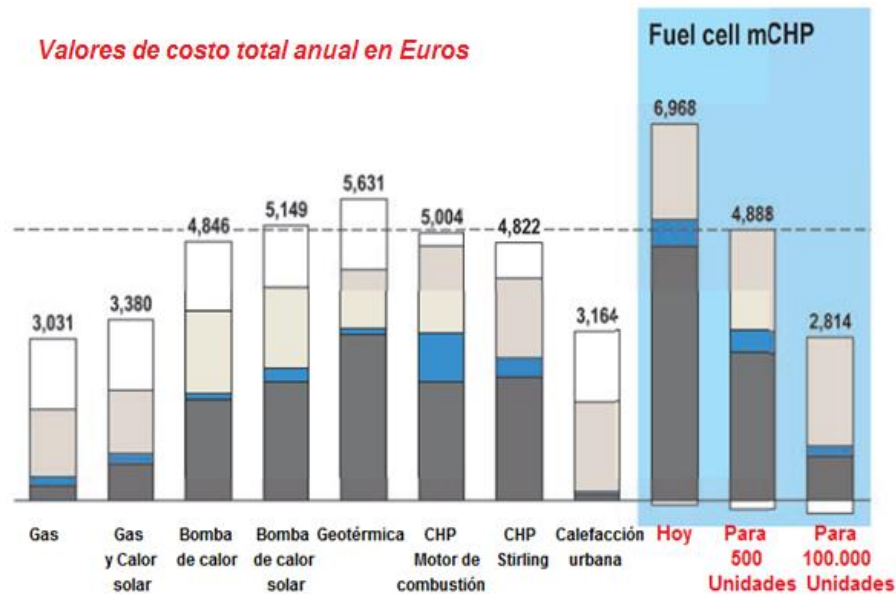


Figura N° 2.17. Costos de varios sistemas de energía distribuida. Adaptado de [2.41]

En la Figura N° 2.17, en recuadro blanco, se presenta el costo de electricidad neta comprada, es decir el excedente de lo producido por los sistemas. Por ejemplo, el valor negativo en los sistemas micro CHP con celdas de combustible, significa que se produce mayor cantidad de electricidad en forma local, que la que se necesita de la red a lo largo del año. En color gris claro, se expresa el costo del combustible, por ejemplo, el precio del gas natural utilizado a lo largo del año. En color azul, se indica el costo para mantener los sistemas y por último en color gris oscuro, el costo de adquisición y de reinversión en forma anual, necesarios para alcanzar los años contemplados en el horizonte de tiempo previsto [2.41].

2.7 Eficiencia

La eficiencia en la generación de electricidad y la eficiencia en producción de energía térmica alcanzada por la batería de celdas de combustible, representan los factores más importantes para determinar la eficiencia total de un sistema completo micro CHP.

Las celdas de combustibles logran una mayor eficiencia en la producción de electricidad que cualquier otra tecnología utilizada en sistemas micro CHP [2.42]. Una reseña de los valores de eficiencias y vida útil logrados por distintos tipos de baterías de celdas se muestra en la Tabla 2.2 [2.42].

La eficiencia en algunos modelos comerciales resulta menor que el enunciado allí, debido a las condiciones reales de operación, el consumo de dispositivos auxiliares y las variaciones de temperatura. Por ejemplo, la marca BlueGen esgrime hasta un 60% de rendimiento, pero desarrolla entre un 51 a 55 % en la práctica [2.43].

Por muchos años, el aumento de la durabilidad de las celdas de combustible resultó un desafío importante para los diseñadores. La durabilidad promedio rondaba las 10.000 horas (aproximadamente dos años de uso intermitente), situación que imponía una barrera para su aplicación práctica y la competitividad de los costos [2.11]. Mediante las mejoras implementadas recientemente a las PEMFC y SOFC, principalmente por los fabricantes japoneses se logró aumentar la vida útil a 40.000 horas (10 años), teniendo actualmente como objetivo alcanzar las 60.000 y hasta 80.000 horas de vida útil para las PEMFC y de 90.000 horas para las SOFC [2.44, 2.45, 2.46].

La eficiencia total del sistema micro CHP se compone de la suma de las eficiencias de: la batería de celdas, el procesador de combustible, los convertidores de tensión y otros dispositivos auxiliares, como ventiladores, intercambiadores de calor, etc.

Tabla 2.2. Eficiencias para distintos tipos de celdas.

Aplicación	PEMFC uso residencial	SOFC uso residencial y comercial
Capacidad eléctrica (kW)	0,75 - 2	0,75 - 250
Capacidad térmica (kW)	0,75 - 2	0,75 - 250
Eficiencia eléctrica (LHV)	35 – 39%	45 – 60%
Eficiencia térmica (LHV)	55%	30 – 45%
Vida útil máxima 1000 h	60 - 80	20 - 90
Vida útil máxima años	10	3 - 10
Velocidad de degradación por año	1%	1 – 2,5%

Una distribución típica de la eficiencia en un sistema micro CHP, se describe en la Figura N° 2.18 [2.2]. Si bien los valores pueden variar según el sistema e incluso mejorar, se aprecia que a pesar del 60% del rendimiento propio de la batería de celdas, el rendimiento neto en la producción de electricidad del sistema completo resulta del 30% [2.2].

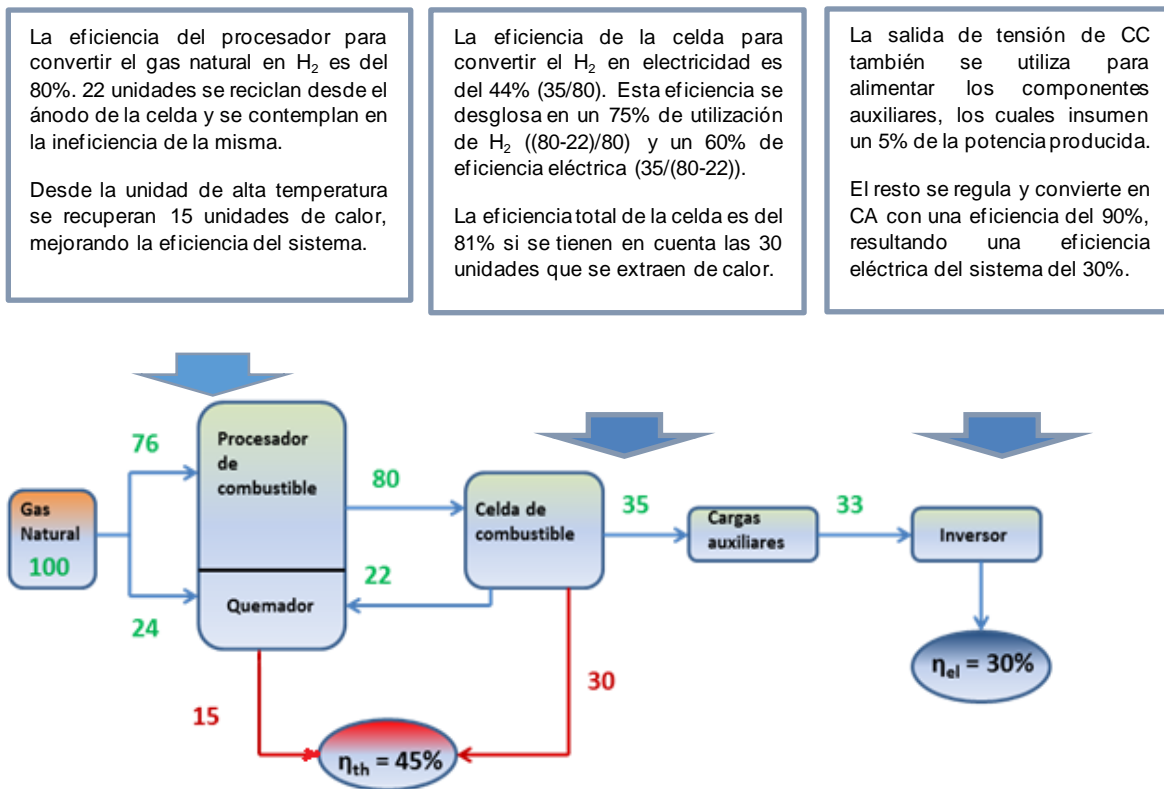


Figura N° 2.18. Distribución de la eficiencia. Adaptado de [2.2]

2.8 Conclusiones del capítulo 2

En este capítulo se analizó el diseño de un sistema micro CHP basado en celdas de combustible. Se describieron los componentes del sistema y las posibles formas de instalación en una vivienda. Mediante una reseña de los principales programas que fomentan su empleo, se expuso la evolución que tuvieron los costos de utilización en una vivienda. Por último, se evaluó la eficiencia del sistema.

2.9 Referencias del capítulo 2

[2.1] Ministerio de Energía y Minería. Presidencia de la Nación Argentina. Recuperado de: www.energia.gov.ar

- [2.2] Elmer, T., Worall, M., Wu, S., & Riffat, S. B. (2015). Fuel cell technology for domestic built environment applications: State of-the-art review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 42, 913-931.
- [2.3] Staffell, I; Barton, J; Blanchard, R; Hill, F; Jardine, C; Brett, D. et al., (2009). UK Microgeneration. Part II: Technology Overviews. *Proceedings of the Institute of Civil Engineers: Energy*.
- [2.4] Energy Efficiency Guide for Industry in Asia – Recuperado de: URL: www.energyefficiencyasia.org
- [2.5] Takahiro Kasuh. Egatec. (2013). Why does Japan believe in domestic fuel cell? Adaptation to European market? *European Gas Technology Conference*.
- [2.6] Elmer, T; Worall, M; Wu, S; Riffat, S. (2015). Fuel cell technology for domestic built environment applications: State of-the-art review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 42,913-931.
- [2.7] REN21, *Renewables Global Status Report: (2009) Update*. Paris. Recuperado de: <http://tinyurl.com/yhflbp8>
- [2.8] Hawkes, A; Staffell, I; Brett, D and Brandon, N. (2009). Fuel cells for domestic heat and power: are they worth it? *Chemical Engineering University of Birmingham*.
- [2.9] Nishizaki Kunihiko, PEFC Development, Dept. of Technology Solutions, Tokyo Gas Co., Ltd. Kazuhiro HIRAI, Manager, micro-CHP Development Department, Residential Energy Business Unit, Osaka Gas Co., Ltd. Commercialization of a residential PEM Fuel Cell CHP “ENE FARM”
- [2.10] Gonnet, A. E., Robles, S., & Moro, L. (2012). Performance study of a PEM fuel cell. *international journal of hydrogen energy*, 37(19), 14757-14760.
- [2.11] Ellamla, H; Staffell, I; Bujlo, P; Pollet, B; Pasupathi, S. (2015). Current status of fuel cell base combined heat and power systems for residential sector *Journal of Power Sources* 293 pp. 312-328.
- [2.12] Zhang, J; Xie, Z; Tang, Y; Song, C; Navessin, T et al. (2006). High temperature PEM fuel cells. *Journal Power Sources*. 160, pp. 872-91.

- [2.13] Fuel Cell Today. (2013). A turning Point for high-temperature PEM fuel cell. Recuperado de: <http://tinyurl.com/pwljvaa>.
- [2.14] Kendall, K; Singhal, S. (2003). Solid oxide fuel cells Fundamentals, Design and Applications Elsevier Science. ISBN: 978-1-85617-387-2.
- [2.15] Department of Energy. (2016). Hydrogen & fuel cell. Comparison of fuel cell technology. Recuperado de: URL: <http://energy.gov/eere/fuelcells/comparison-fuel-cell-technologies>.
- [2.16] Hawkes, A; Staffell, I; Brett, D and Brandon N. (2009). Fuel Cells for Micro-Combined Heat and Power Generation. Energy & Environmental Science. 2: pp. 729-744
- [2.17] Staffell, I; Green, R. (2013). The cost of domestic fuel cell micro-CHP systems. Int. J. Hydrogen Energy 38, pp.1088-1102.
- [2.18] Seo, Y; Shirley, A; Kolaczowski, S. (2002). Evaluation of thermodynamically favourable operating conditions for production of hydrogen in three different reforming technologies. J. Power Sources 108 pp. 213-225.
- [2.19] Osaka Gas. (2016). Residential polymer electrolyte fuel cell (PEFC) cogeneration system. Recuperado de: <http://www.osakagas.co.jp/en/rd/fuelcell/pefc/reformed/index.html>.
- [2.20] Yu, X., Starke, M. R., Tolbert, L. M., & Ozpineci, B. (2007). Fuel cell power conditioning for electric power applications: a summary. IET Electric Power Applications, 1(5), 643-656.
- [2.21] Gonnet, A. (2015). Tesis de Magister: Estudio del funcionamiento de una celda de hidrógeno y la influencia del material de fabricación de los electrodos en su rendimiento. Biblioteca de la Universidad Nacional del Sur
- [2.22] Cacciato, M., Caricchi, F., Giuhlii, F., & Santini, E. (2004, October). A critical evaluation and design of bi-directional DC/DC converters for super-capacitors interfacing in fuel cell applications. In Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. (Vol. 2, pp. 1127-1133). IEEE.
- [2.23] Cha, H. J., & Enjeti, P. N. (2004, October). A new soft switching direct converter for residential fuel cell power system. In Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. (Vol. 2, pp. 1172-1177). IEEE.
- [2.24] Zubieta, L., & Panza, G. (2005, March). A wide input voltage and high efficiency DC-DC converter for fuel cell applications. In Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. (Vol. 1, pp. 85-89). IEEE.

- [2.25] Wai, R. J., & Duan, R. Y. (2005). High step-up converter with coupled-inductor. *IEEE transactions on power electronics*, 20(5), 1025-1035.
- [2.26] Todorovic, M. H., Palma, L., & Enjeti, P. N. (2008). Design of a wide input range DC–DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(3), 1247-1255.
- [2.27] Gonnet, A; Gómez Jorge, S; Busada, C; Solsona, J. (2015). Mejora del desempeño de convertidores CC-CC tipo elevador empleando compensación feedforward. XVI RPIC.
- [2.28] Adam, A.; Fraga, E.; Brett, D.; (2015). Options for residential building services design using fuel cell based micro-CHP and the potential for heat integration. *Applied Energy* 138, 685–694.
- [2.29] Gonnet, A.; Gomez Jorge, S.; Busada, C. y Solsona, J.; (2016). Controlador basado en observador para un generador eléctrico a celda de hidrógeno. *IEEE Argencon*; Buenos Aires, Argentina.
- [2.30] Vitovvalor 300-P. (2018). Micro CHP unit based on a fuel cell with integral gas condensing boiler 750 Wel, 1.0 to 25.2 kWth. Technical guide. Recuperado de: www.viessmann.co.uk.
- [2.31] ene.field project; (2015). Grid Connection of fuel cell based micro-CHPs: Standards, legislations, issues and lessons learned. Recuperado de: www.enefield.eu
- [2.32] About ene.field. recuperado de: www.enefield.eu.
- [2.33] Iain Staffell* and Richard Green. (2013). The cost of domestic fuel cell micro-CHP systems; *International Journal of Hydrogen Energy*.
- [2.34] New Energy Foundation (NEF). (2009). Progress Report on the Large-scale Stationary Fuel Cell. Demonstration Project in Japan.
- [2.35] Gonnet, Adrián; Mainetti, Carlos; Guillermo, Eduardo. (2018). Análisis sobre la utilización de un sistema de generación distribuida que integra electricidad y calor para aplicación residencial en la Argentina. III Congreso Argentino de Energías Sustentables. Bahía Blanca, Argentina.
- [2.36] Fuente: Agency for Natural Resources and Energy, Ministry of Economy, Trade and Industry.
- [2.37] Aki MARUTA, Ph.D. (2016). Japan’s ENE-FARM program; Open Workshop “Fuel cells: Why is Austria not taking off?” Austrian Energy Agency GmbH.

- [2.38] Ene.field. recuperado de: <http://www.ene.field.com>
- [2.39] Summary of analyses from the ene.field project. (2017). Learning points from demonstration of 1000 fuel cell based micro-CHP units.
- [2.40] Pace Project. Recuperado de: www.pace-energy.eu
- [2.41] Advancing Europe's energy systems: Stationary Fuel Cells in distributed generation. (2015). A study for the Fuel cells and Hydrogen Joint Undertaking. ISBN: 978-92-9246-134-8. Printed in Luxemburg.
- [2.42] Dodds, P; Staffell, I; Hawkes, A; Li, F; Grunewald, P; McDowall, W; Ekins, P. (2015). Hydrogen and fuel cell technologies for heating: A review. Int. Journal of Hydr. Energy, 40 pp.2045-2083.
- [2.43] Callux. (2013). Field test of residential fuel cells e background & activities. Recuperado de: <http://www.callux.net/home.English.html>.
- [2.44] Panasonic. (2013). Launch of new "Ene-Farm" home fuel cell product more affordable and easier to install. Recuperado de: <http://news.panasonic.com>.
- [2.45] Nagata, Y. (2013). Toshiba fuel cell power systems commercialization of residential FC in japan. Brussels, Belgium: FCH-JU General Assembly.
- [2.46] Kuwaba, K. (2013). Development of SOFC for residential use by Aisin Seiki. Tokyo: 9th FC Expo.

CAPÍTULO 3. Control por modo deslizante

3.1 Resumen del capítulo 3

En este capítulo se analiza la estrategia elegida para controlar el convertidor cc-cc, que se utilizará para acondicionar la tensión de salida de la batería de celdas de combustible. En primer lugar, se realiza una reseña de los recientes avances en las topologías de convertidores cc-cc, principalmente en aquellas aplicaciones con celdas de combustible. Luego se describe la técnica de control por modo deslizante. Por último, se realizan ejemplos de control sobre convertidores elevadores de tensión (Boost), utilizando distintos diseños de superficies de conmutación por modo deslizante y se verifica su desempeño mediante simulaciones.

Se analizará, a través de ejemplos, la forma de utilizar esta estrategia para controlar la tensión de salida de los clásicos convertidores Boost, empleando superficies lineales. A partir de ellos, se introducirá al lector a los diferentes criterios y compromisos de diseño que deben satisfacerse para garantizar el correcto funcionamiento del sistema.

Además, se aplicarán los conceptos de acceso a la superficie de deslizamiento o alcanzabilidad, también del control equivalente, y finalmente se mostrará la robustez en lazo cerrado en presencia de perturbaciones.

Luego, se presentará el control, proponiendo una superficie no lineal basada en el balance de potencia sobre un convertidor Boost clásico, que acciona sobre una carga lineal resistiva. En capítulos sucesivos, se propondrán modificaciones a la topología y consecuentemente a la estrategia de control con el propósito de mejorar ciertos aspectos asociados al funcionamiento del acondicionador de señal.

3.2 Los convertidores de tensión para celdas de combustible

Como se comentó en el capítulo 1, la tensión de salida de una celda de combustible es no regulada, ya que el valor de tensión resulta fuertemente modificado cuando aumenta la densidad de corriente de salida. La regulación puede realizarse con convertidores reductores que reducen la tensión de salida o convertidores elevadores que la aumentan, utilizando circuitos con dispositivos conmutadores. Debido a que las celdas de combustible son esencialmente de baja tensión de salida, en la mayoría de las aplicaciones se utilizan convertidores elevadores. La Figura N° 3.1, muestra el esquema del circuito de un regulador elevador básico.

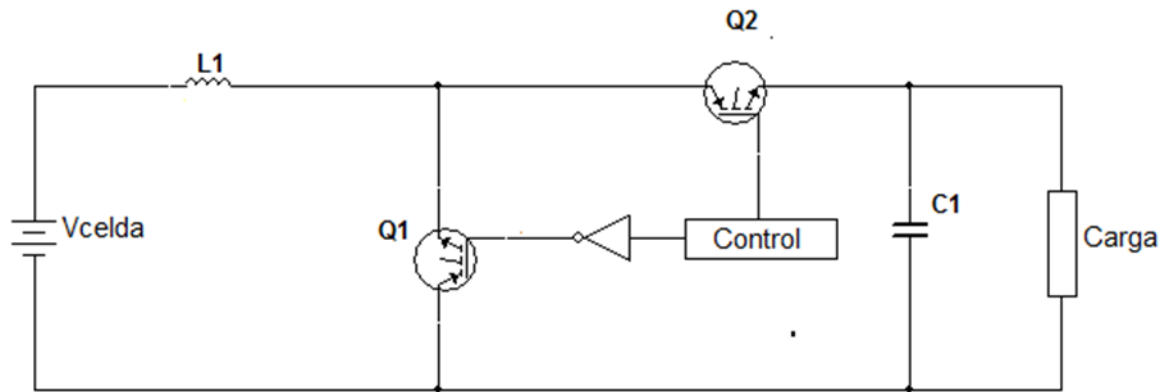


Figura N° 3.1. Esquema de un regulador elevador básico

Si bien existen diversas topologías que se desarrollan sobre esta configuración básica, en esta Tesis, además de realizar el diseño del control, se estudiará una modificación en la parte del circuito donde se produce el filtrado. Para ello se utilizarán componentes pasivos en la parte del circuito que se muestra en la Figura N° 3.2, sin establecer cambios en la cantidad de llaves conmutadoras en relación con la configuración básica.

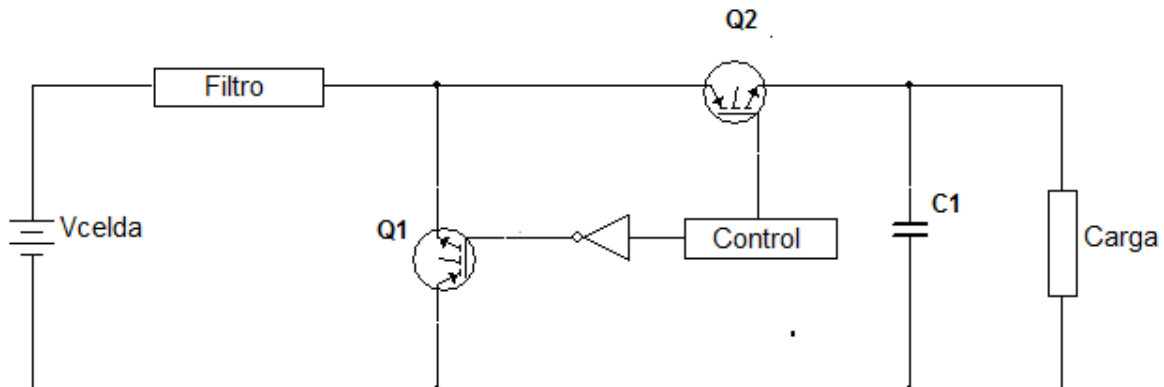


Figura N° 3.2. Zona de filtro en la configuración del regulador básico

Una gran variedad de convertidores se ha estudiado para controlar la tensión de salida de celdas de combustible. Las principales características que deben reunir los convertidores para celdas de combustible son [3.1 - 3.3]

- Eficiencia elevada
- Baja corriente de ripple
- Tamaño reducido
- Modularidad
- Confiabilidad

Los sistemas que adoptan topologías sin aislación galvánica como los convertidores Boost (BC), Buck-Boost (BBC), Interleaved Boost (IBC) y Floating Interleaved Boost (FIBC), se encuentran entre los más utilizados [3.4].

Particularmente, las topologías IBC y FIBC, presentan las siguientes características [3.5 – 3.7]:

- Reducen la corriente de ripple de las celdas
- Manejan altas corrientes por el reparto entre las distintas piernas
- Reducen el esfuerzo eléctrico que soportan los semiconductores
- Conmutación suave, mediante la técnica de cuasi-resonancia
- Operar a media carga para mejorar la eficiencia
- Confiabilidad y redundancia ante fallas en los dispositivos conmutadores

El objetivo de los convertidores electrónicos es incrementar la baja tensión de salida que producen las celdas de combustible. Varios grupos de convertidores que utilizan topologías aisladas y no aisladas para celdas de combustibles se estudiaron en [3.8]. Una revisión de las topologías más destacadas para convertidores aplicados a sistemas con celdas de combustible en generación distribuida se presenta en [3.9].

Con la utilización de los convertidores, se presenta la necesidad de evitar los armónicos de corriente que ellos generan, para no reducir la vida útil de la batería de celdas. En [3.10], se estudia el comportamiento de las celdas sometidas a corrientes armónicas y en [3.11], se propone un convertidor IBC de 1,2 kW, que mantiene la corriente de ripple en un valor cercano a cero. La eficiencia a plena carga del convertidor resulta del 90 %, conmutando a una frecuencia de 25 kHz.

Varias técnicas de control se han estudiado para el campo de los convertidores cc-cc. Las técnicas de control más habituales para los convertidores que operan en modo de conmutación son dos, Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación por desplazamiento de fase (PS-PWM). De ellas, la técnica de PWM ha sido la más utilizada en muchas aplicaciones. Generalmente, el control PWM, puede dividirse en dos métodos, uno de frecuencia fija (FF) y otro de frecuencia variable (VF) [3.12].

Los métodos de control para convertidores con PWM, se pueden clasificar en dos grupos principales, los que utilizan el modo de control por tensión (VMC) y los que utilizan el modo de control por corriente (CMC) [3.13]. Además de estos dos modos, se establecieron varias estrategias conocidas como FF-PWM, como ser, feed-forward VMC (FFVMC), peak CMC (PCMC), one cycle

mode control (OCMC), average CMC (ACMC) y VCM, mientras que control por histéresis (HC), y control por modo deslizante (SMC) se tratan como VF-PWM [3.14].

Debido al gran avance de la tecnología de construcción de semiconductores de integración a escala muy grande (VLSI por su sigla en inglés), las técnicas de control y modulación mencionadas se pueden implementar mediante diferentes dispositivos [3.14]:

- Procesador digital de señal (DSP)
- Field Programming Gate Array (FPGA)
- Hardware personalizado
- Combinación de software y hardware personalizado

3.3 Sistemas de control de estructura variable y modo deslizante

Aquellos sistemas no lineales, donde la dinámica del control en lazo cerrado adopta dos o más estructuras diferentes, según sea el valor de la entrada del control, se denominan de estructura variable.

Ejemplos de sistemas de estructura variable son los sistemas mecánicos con rozamiento, y circuitos eléctricos con dispositivos que trabajan en conmutación, resultando particularmente muy atractiva la implementación del control de estructura variable en convertidores electrónicos de potencia conmutados.

La dinámica de un sistema de estructura variable depende fundamentalmente de la región del estado en el cual se desarrolla su operación en un instante determinado. Se caracteriza por su naturaleza discontinua y a los cambios abruptos debidos a la acción voluntaria de un operador, la cual se realiza por medio de interruptores automáticos instalados en el sistema o también por cambios temporarios de ciertos parámetros del sistema. Se analiza aquí, el primero de estos casos, donde, las posibilidades de control están determinadas únicamente por la posición que adoptan dichos interruptores.

El desarrollo teórico del control de estructuras variables funcionando en modo deslizante (MD), se aceleró mucho a partir de finales de los '70. Desde entonces se han logrado grandes avances y existen numerosas publicaciones al respecto [3.15 – 3.25].

Una forma efectiva de efectuar el control consiste en lograr el objetivo planteado, estableciendo una superficie de deslizamiento en función de los estados del sistema, luego mediante conmutaciones a muy alta frecuencia (idealmente infinita), se obliga a las trayectorias del sistema a

evolucionar sobre la superficie planteada y de allí recibe su nombre de “modo deslizante”, Figura N° 3.3 a.

Cuando en una aplicación real, la frecuencia de conmutación no es infinita, las conmutaciones producen oscilaciones finitas y de alta frecuencia alrededor de la superficie de deslizamiento, Figura N° 3.3 b. A este fenómeno se lo conoce con el nombre de chattering o ripple y constituye uno de los principales defectos a corregir en el control.

Generalmente las leyes que rigen el control son funciones discontinuas de los estados del sistema.

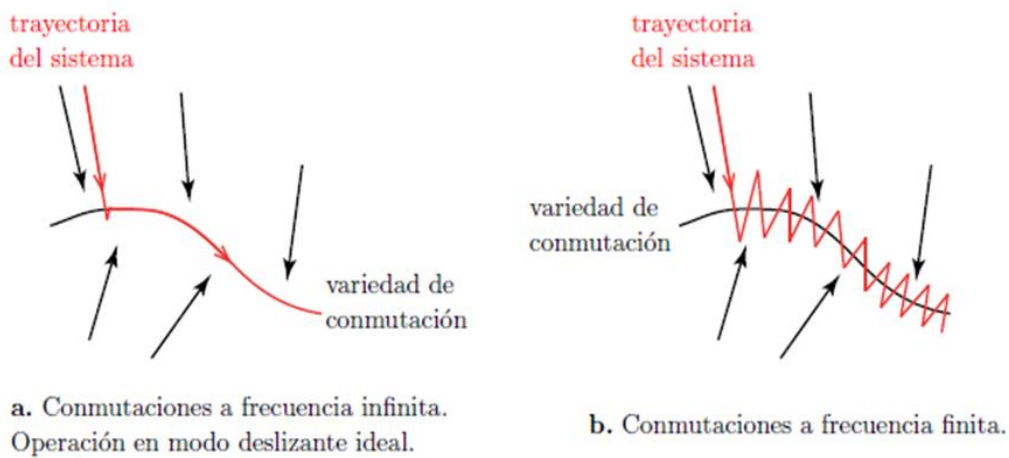


Figura N° 3.3. Frecuencia de conmutación en el control por modo deslizante

3.3.1 Control por medio de un único interruptor

Se propone el control de sistemas representados por un modelo no lineal en el espacio de estados, tal que:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) u, \quad y = h(x) \quad (3,1)$$

Donde $x \in \mathbb{R}^n$; $u \in \{0, 1\}$, $y \in \mathbb{R}$ y la notación $(\dot{\cdot})$ —un punto encima de una variable se empleará para indicar derivada respecto del tiempo.

Las funciones $f(x)$ y $g(x)$, representan campos vectoriales infinitamente diferenciables, definidos sobre el espacio tangente a \mathbb{R}^n . La función de salida $h(x)$, es una función escalar de x , tomando valores en \mathbb{R} ; x , representa el estado del sistema; u es la variable de control o simplemente el control. La función $f(x)$, representa la función de deriva y la función $g(x)$, la función de control.

La característica principal de este sistema de control es la naturaleza binaria del mismo. Se asume, que el control toma dos valores discretos posibles: $\{0, 1\}$.

Un circuito controlado con un único interruptor, que representa el modelo planteado para este ejemplo, es el convertidor cc-cc tipo elevador (Boost), que se observa en la Figura N° 3.4.

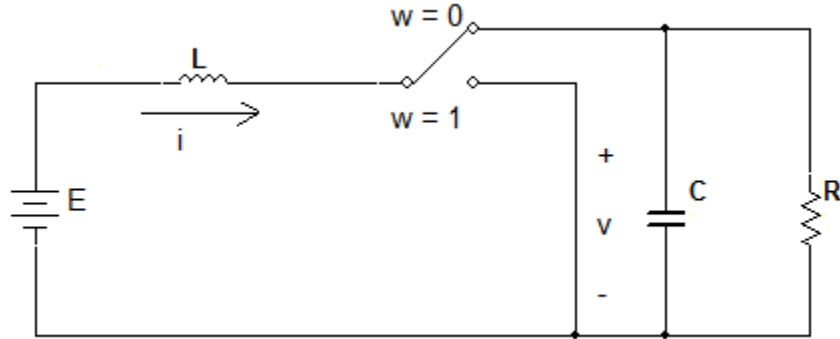


Figura N° 3.4. Circuito de convertidor de cc-cc tipo elevador

Las ecuaciones diferenciales que describen el sistema son:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di}{dt} = -uv + E \\ C \frac{dv}{dt} = ui - \frac{1}{R} v \end{array} \right. \quad (3,2)$$

Donde i , es la corriente por la bobina; v , es la tensión de salida y $u = (1-w)$, se utiliza para representar la posición del interruptor que satisface la condición: ($u \in \{0, 1\}$).

En forma matricial, el sistema estará representado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-v}{L} \\ \frac{i}{C} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3,3)$$

Si hacemos $x = [x_1 \ x_2]^T = [i \ v]^T$, tenemos:

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ \frac{-x_2}{RC} \end{bmatrix} \quad (3,4)$$

y

$$g(x) = \begin{bmatrix} -x_2 \\ L \\ x_1 \\ C \end{bmatrix} \quad (3,5)$$

3.3.2 Determinación de la Superficie de deslizamiento

Para un sistema de dimensión n y un interruptor, la superficie de deslizamiento, identificada con “S”, está representada por el conjunto de vectores de estado en R^n , donde se debe cumplir la restricción, $h(x)=0$, donde $h: R^n \rightarrow R$ es una función escalar de la salida del sistema.

$$S = \{x \in R^n | h(x) = 0\}$$

La condición más importante para $h(x)$, se expresa de la siguiente manera: “Existe un control realimentado u , de naturaleza discontinua que cumple localmente la restricción: $h(x)=0$, en la trayectoria de $x(t)$ ”.

El movimiento de los estados x del sistema, sobre la superficie S , produce el comportamiento deseado por el control. La evolución pretendida para el estado se cumple gracias a la acción del control que satisface:

$$u \in \{0,1\}$$

Una de las características fundamentales del diseño de las leyes de control realimentado para sistemas regulados, lo constituye el hecho que la función $h(x)$, es parte de lo que hay que diseñar para resolver el sistema. La elección de la función de salida $y= h(x)$ y por lo tanto de la superficie S , dependen completamente de los objetivos deseados para el control del sistema.

3.3.3 Ejemplo de elección de superficie

Como ejemplo básico puede establecerse la superficie a partir de la salida:

$$h(x) = v - \bar{v} = x_2 - V_{ref} \quad (3,6)$$

Donde V_{ref} , es la tensión de salida promedio deseada, si se tiene éxito para hacer $h(x)=0$ a lo largo de la trayectoria del sistema, entonces, la tensión de salida coincide con la tensión deseada.

Otra superficie que se puede considerar para este caso es:

$$h(x) = i - \bar{i} = x_1 - I_{ref} \quad (3,7)$$

Donde,

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{RE} \quad (3,8)$$

Representa la corriente de referencia, la cual se corresponde con la tensión de referencia deseada. Aunque las dos superficies planteadas representan el comportamiento esperado a la salida, solo una de ellas es aplicable, debido a la estabilidad interna del sistema, como se demuestra durante el desarrollo de este capítulo.

3.3.4 Control equivalente y la dinámica ideal de modo deslizante

Debido a una adecuada ley de control del interruptor, se mantiene al estado del sistema sobre la superficie de deslizamiento.

De esta forma, mientras se cumpla la condición: $x \in S$, se asume, que se cumple con el objetivo del control. Para estar sobre la superficie sería necesario conmutar la llave a frecuencia infinita, ya que con frecuencia finita se consiguen trayectorias oblicuas que se pasan momentáneamente de la trayectoria deseada (ver Figura N° 3.3). El tipo de control realimentado necesario para mantenerse sobre la superficie mediante una cantidad finita de conmutaciones se conoce como control equivalente.

El control equivalente, es la ley de control de realimentación que hace posible que la trayectoria se mantenga dentro de las restricciones de S, cuando el estado inicial del sistema $x(t_0) = x_0$, se encuentra ubicado sobre la superficie S por ejemplo, $h(x_0) = 0$.

Por lo tanto, $h(x)$ satisface la siguiente condición:

$$\dot{h}(x) = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x)u_{eq}(x)] = 0 \quad (3,9)$$

Y por lo tanto, el control equivalente puede expresarse en la forma:

$$u_{eq} = - \frac{\frac{dh}{dx} f(x)}{\frac{dh}{dx} g(x)} \quad (3,10)$$

El campo vectorial controlado por u_{eq} resulta:

$$f(x) + g(x)u_{eq}(x) \quad (3,11)$$

Y la evolución del estado del sistema sobre la superficie S, queda expresado por:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \left(- \frac{\frac{dh}{dx} f(x)}{\frac{dh}{dx} g(x)} \right) \quad (3,12)$$

Se debe notar, que solamente si el valor inicial $x(0)$ se encuentra sobre la superficie, bajo la acción de $u_{eq}(x)$, la función $h(x)$ permanece constante, dado que \dot{h} , es cero en ese punto [3.26].

3.3.5 Accesibilidad a la superficie de deslizamiento

Para comenzar el análisis, se supone a un punto de la trayectoria de estado ubicado por encima de la superficie S . Se admite que ese punto, con relación a la función $h(x)$ de la superficie es estrictamente positivo, es decir $h(x) > 0$. Se dice, que ese punto está ubicado por encima de S . El objetivo, es elegir una acción de control que garantice alcanzar la trayectoria del sistema y cruce la superficie S .

La derivada con respecto al tiempo de $h(x)$ en el punto x es:

$$\frac{dh}{dx} f(x) + \left[\frac{dh}{dx} g(x) \right] u \quad (3,13)$$

Suponiendo, que $\left[\frac{dh}{dx} g(x) \right] > 0$ en la vecindad de S , $\left[\frac{dh}{dx} g(x) \right]$ es estrictamente positivo por encima y por debajo en la vecindad de S . Como es necesario que la derivada de $h(x)$ sea estrictamente negativa en el punto x y dado que: $\left[\frac{dh}{dx} g(x) \right] > 0$, se debe elegir un control que inhiba el incremento positivo que ese término tiene sobre la derivada de $h(x)$. Por lo tanto, es necesario hacer $u = 0$. Para esta situación, la derivada de $h(x)$ coincide con $\frac{dh}{dx} f(x)$. Se concluye que si $\left[\frac{dh}{dx} g(x) \right] > 0$ en la vecindad de S , es necesario que $\frac{dh}{dx} f(x)$, sea estrictamente negativa en la vecindad de S .

Por otro lado, si el punto se encuentra ubicado por debajo de S , es decir $h(x) < 0$, se puede ver que, para alcanzar la trayectoria de S , la derivada con respecto al tiempo de $h(x)$, debe ser estrictamente positiva, o en otras palabras :

$$\frac{dh}{dx} f(x) + \left[\frac{dh}{dx} g(x) \right] u > 0 \quad (3,14)$$

Como $\left[\frac{dh}{dx}g(x)\right] > 0$ y $\frac{dh}{dx}f(x) < 0$, es necesario elegir $u=1$, de manera de anular el efecto incremental de $\left[\frac{dh}{dx}g(x)\right]$ sobre la derivada temporal de $h(x)$, pero además de esto, es necesario que la parte positiva deba ser mayor que la negativa representada por $\frac{dh}{dx}f(x)$ en toda la derivada temporal.

Se concluye que, si $\left[\frac{dh}{dx}g(x)\right] > 0$ en la vecindad de S (por encima y por debajo), la condición necesaria para que exista régimen de deslizamiento sobre S , es que $\left[\frac{dh}{dx}g(x)\right] > -\frac{dh}{dx}f(x) > 0$, es decir dividiendo esta desigualdad por $\left[\frac{dh}{dx}g(x)\right]$, resulta:

$$1 > -\frac{\frac{dh}{dx}f(x)}{\frac{dh}{dx}g(x)} > 0 \quad (3,15)$$

Esto demuestra que, si el punto se ubica por encima de la superficie S , la desigualdad expresa que, $\frac{dh}{dx}f(x) < 0$ y por lo tanto, es suficiente con hacer $u=0$ ya que $\dot{h} < 0$.

Un análisis similar, demuestra la validez de dicha desigualdad, cuando el punto se ubica por debajo de la superficie [3.26].

3.4 Simulaciones

Se analizan a continuación diferentes ejemplos de elección de superficies, para el control por modo deslizante de convertidores de CC tipo elevador con carga resistiva. También se proponen perturbaciones mediante variaciones en la resistencia de carga, para mostrar el comportamiento de sistema bajo diferentes condiciones de carga.

3.4.1. Circuito y ecuaciones del convertidor elevador (Boost)

La Figura N° 3.5, muestra el circuito de convertidor de cc-cc, utilizado para analizar el empleo de superficies de control. Las ecuaciones dinámicas que rigen su funcionamiento son:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L = \frac{E}{L} - u \frac{v_c}{L} \\ v_c = u \frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{RC} \end{array} \right. \quad (3,16)$$

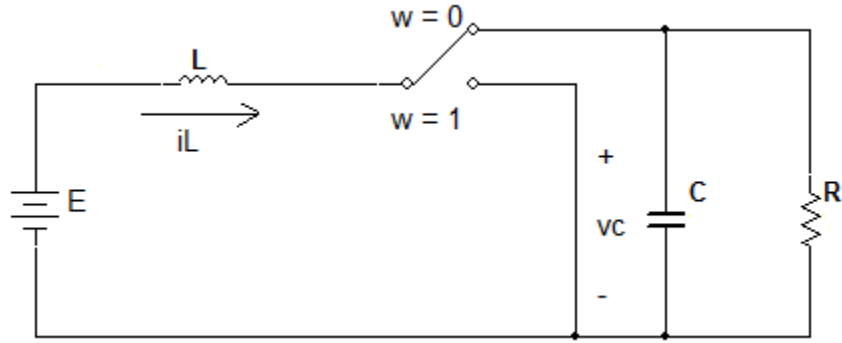


Figura N° 3.5. Circuito del convertidor elevador

Dónde: i_L es la corriente por el inductor L , v_c es la tensión en el capacitor C , E es la fuente de alimentación, R es la resistencia de carga y $u = (1-w)$ es el control. Los elementos poseen los siguientes valores: $L = 10^{-4}$ H, $C = 10^{-3}$ F, $R = 2 \Omega$, $E = 10$ V. La tensión de salida del convertidor se establece en: $V_{ref} = 15$ V. Los valores iniciales fijados son: $i_{L(0)} = 0$ A, $v_{c(0)} = 4$ V.

Para la simulación, se establece un tiempo de $T = 0,01$ segundos. Para el control u , se determina que si $h(x) > 0,00001$, entonces $u = 1$ (interruptor cerrado), y si $h(x) < -0,00001$, $u = 0$ (interruptor abierto).

3.4.2 Primera superficie propuesta

Para el convertidor de la Figura N° 3.5, se plantea en primer término, la superficie de control dada en la ecuación 3,17, que tiene en cuenta la diferencia entre la tensión de referencia de salida y la tensión en el capacitor C . La Figura N° 3.6 muestra el diagrama en bloques de la simulación. Para la constante que multiplica dicha diferencia se elige un valor, $K_1 = 100$. El valor de esta constante, en este caso es arbitrario y fija la dinámica de la respuesta de lazo cerrado

$$h(x) = K_1(V_{ref} - v_c) \quad (3,17)$$

Para establecer si es posible el control de la tensión de salida, mediante el empleo de esta superficie propuesta, se realiza el cálculo del control equivalente. Para este convertidor, se determinan los valores de las funciones $f(x)$ y $g(x)$, según la ecuación 3,18:

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ -\frac{v_c}{RC} \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{v_c}{L} \\ \frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \quad (3,18)$$

$$u_{eq} = - \frac{[0 \quad -K_1] \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ \frac{v_C}{RC} \end{bmatrix}}{[0 \quad -K_1] \begin{bmatrix} -\frac{v_C}{RC} \\ \frac{L}{C} \end{bmatrix}} = - \frac{\frac{K_1 v_C}{RC}}{-K_1 \frac{i_L}{C}} = \frac{v_C}{R i_L}$$

Del resultado obtenido con el cálculo del control equivalente, se deduce que no se puede alcanzar la superficie de conmutación, ya que cuando la llave este cerrada, $u_{eq} = 1$. Este resultado obtenido se verifica a continuación mediante simulaciones.

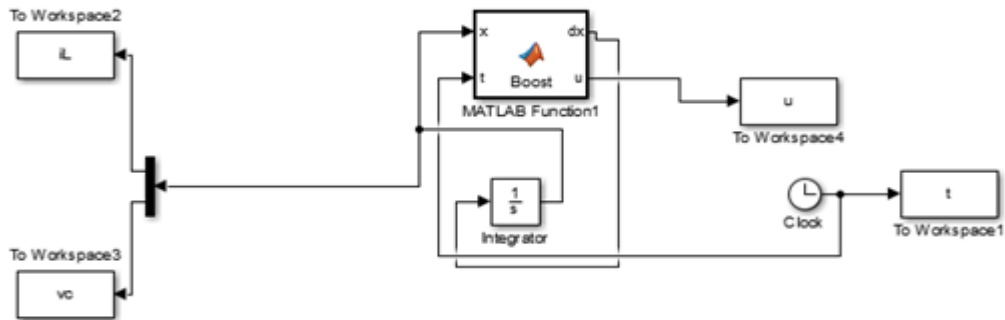


Figura N° 3.6. Diagrama en bloques de la simulación de la primera superficie

En la Figura N° 3.7, se muestra la tensión en el capacitor C, en función del tiempo. Se observa la dificultad del controlador para lograr la tensión de referencia establecida.

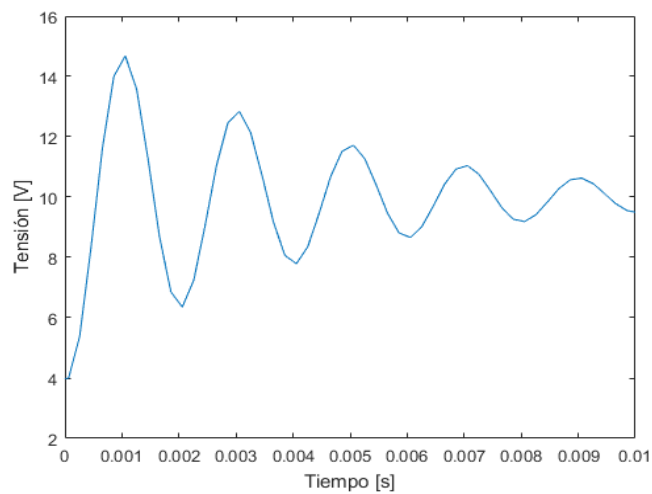


Figura N° 3.7. Tensión de salida

La Figura N° 3.8, muestra los valores del control u , en función del tiempo. Se observa que la llave permanece cerrada para todo el tiempo de simulación.

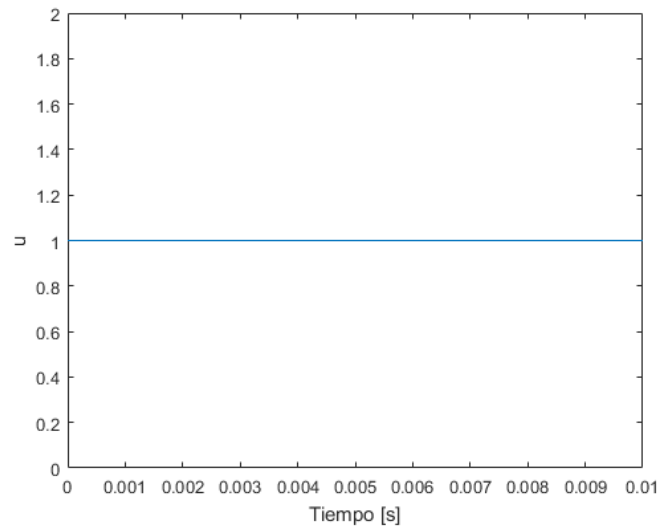


Figura N° 3.8. Control “u”

La dificultad para lograr la alcanzabilidad de la superficie propuesta, se observa también en la Figura N° 3.9, allí se grafica, el valor del estado de la tensión en el capacitor C , en función del estado de la corriente en el inductor L .

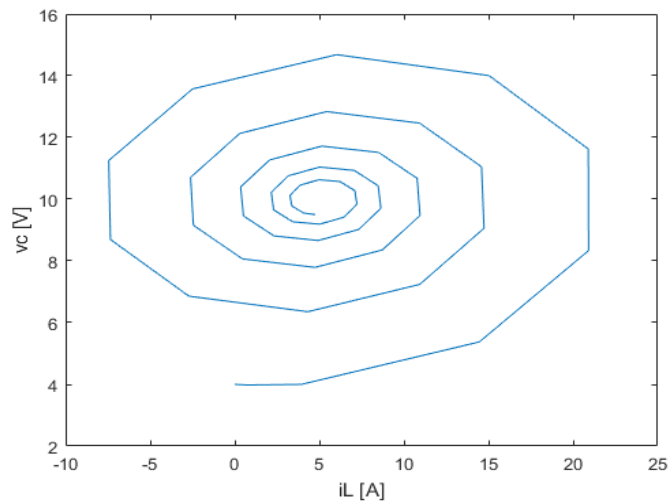


Figura N° 3.9. Alcanzabilidad de la superficie

3.4.3 Segunda superficie propuesta

Para el convertidor de la Figura N° 3.5, se analiza en segundo término, la superficie de control dada por la ecuación 3,19, que tiene en cuenta la diferencia entre la corriente en el inductor L y la corriente de referencia obtenida en el mismo inductor L, cuando se alcanza la tensión de referencia fijada en el capacitor C. La Figura N° 3.10 muestra el diagrama en bloques de la simulación.

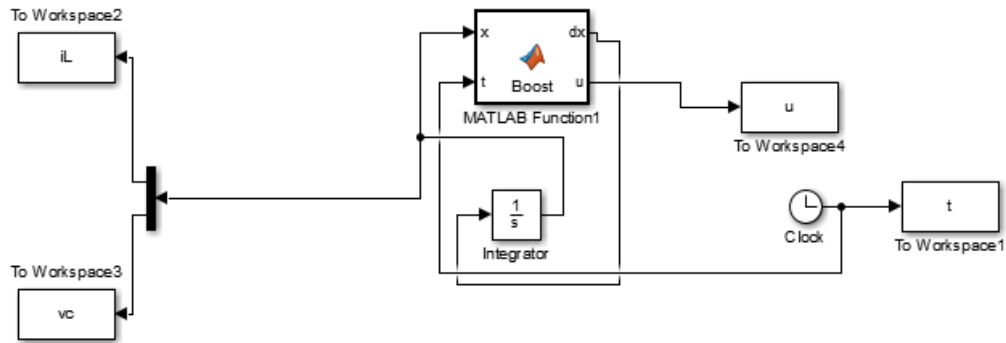


Figura N° 3.10 Diagrama en bloques de la simulación de la segunda superficie

Para la constante que multiplica dicha diferencia se elige un valor $K_2 = 100$.

Este valor de K_2 es arbitrario, y fija la dinámica de lazo cerrado y la capacidad de rechazo a las perturbaciones y las variaciones paramétricas

$$h(x) = K_2(i_L - I_{ref}) \quad (3,19)$$

Dónde la corriente de referencia en el inductor:

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{ER} \quad (3,20)$$

Para establecer si es posible el control de la tensión de salida, utilizando esta superficie propuesta se realiza el cálculo del control equivalente.

$$u_{eq} = - \frac{[K_2 \ 0] \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ -v_c \\ -\frac{v_c}{RC} \end{bmatrix}}{[K_2 \ 0] \begin{bmatrix} -\frac{v_c}{L} \\ \frac{i_L}{C} \end{bmatrix}} = - \frac{\frac{K_2 E}{L}}{-\frac{K_2 v_c}{L}} = \frac{E}{v_c}$$

Del resultado obtenido se desprende que por tratarse de un convertidor elevador, se cumple la condición establecida por la ecuación 3,15.

Este resultado, se verifica a continuación mediante simulaciones.

En la Figura N° 3.11, se muestra la tensión en el capacitor C, en función del tiempo. Se observa, que luego de un transitorio breve, el controlador logra la tensión de referencia establecida.

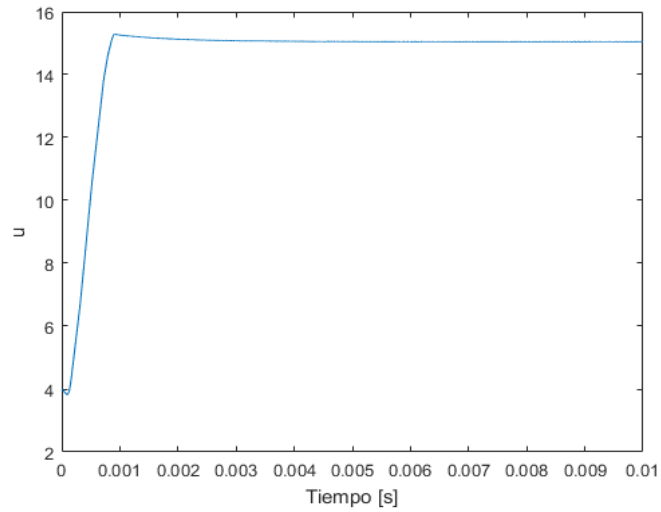


Figura N° 3.11. Tensión de salida

La Figura N° 3.12, muestra los valores del control u , en función del tiempo. El área sombreada, demuestra la actuación del control para mantenerse en la superficie de conmutación propuesta.

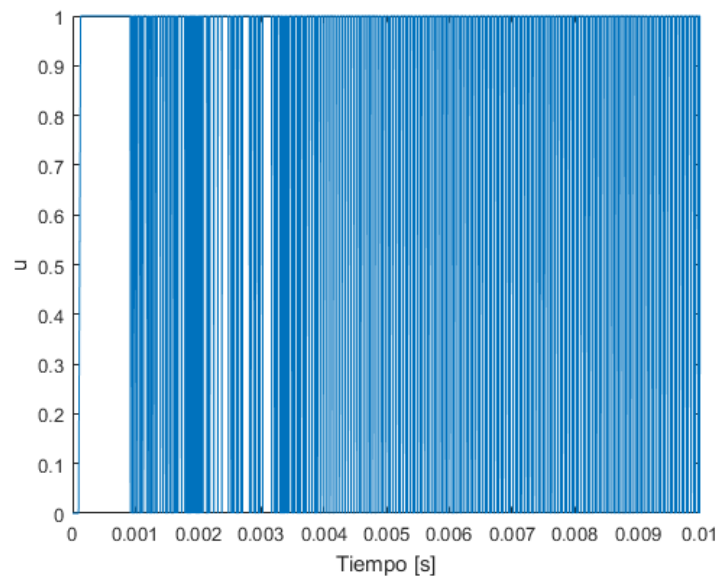


Figura N° 3.12. Control “u”

La alcanzabilidad de la superficie propuesta, se observa en la Figura N° 3.13, allí se grafica, el valor del estado de la tensión en el capacitor C, en función del estado de la corriente en el inductor L.

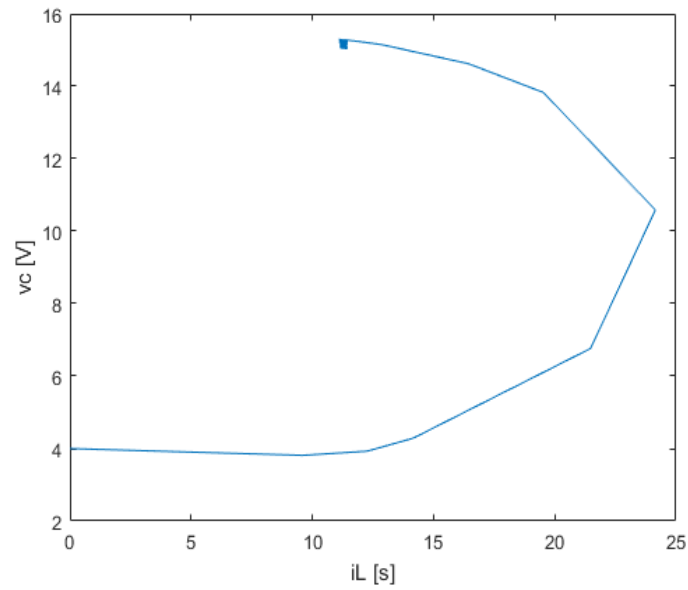


Figura N° 3.13. Alcanzabilidad de la superficie

En la Figura N° 3.14, se observa la gráfica de la corriente en la inductancia en función del tiempo. Dicha gráfica puede compararse con el valor de $I_{ref} = 11,25$ A.

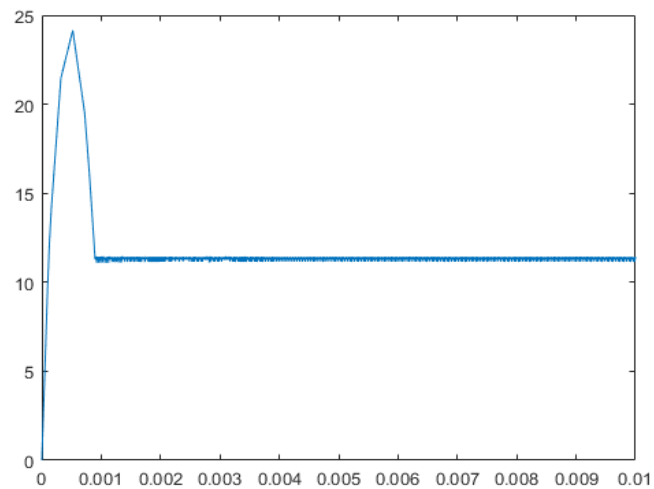


Figura N° 3.14 Gráfica de la corriente en la inductancia

3.4.4 Tercera superficie propuesta

Para el convertidor de la Figura N° 3.16, se analiza en tercer término, la superficie de control dada por la ecuación 3,21, que tiene en cuenta las diferencias entre la tensión de referencia de salida y la tensión en el capacitor C, más la diferencia entre la corriente en el inductor L y la corriente de referencia obtenida en el mismo inductor L, cuando se alcanza la tensión de referencia fijada en el capacitor C. Para las constantes que multiplican dichas diferencias se eligen los valores: $K_1 = 100$ y $K_2 = 100$. Estos valores de constantes fijan el tiempo de alcance, la dinámica dentro de la superficie, la permanencia dentro de la superficie, el rechazo a perturbaciones y la robustez en presencia de incertidumbres paramétricas. Esto se demuestra partir del cálculo del control equivalente.

$$h(x) = K_1(V_{ref} - v_c) + K_2(-I_{ref} + i_L) \quad (3,21)$$

Dónde, la corriente de referencia en el inductor vale:

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{ER} \quad (3,22)$$

Para establecer si es posible el control de la tensión de salida, utilizando esta superficie propuesta se realiza el cálculo del control equivalente:

$$u_{eq} = -\frac{[K_2 \quad -K_1] \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ -\frac{v_c}{RC} \end{bmatrix}}{[K_2 \quad -K_1] \begin{bmatrix} \frac{L}{-v_c} \\ \frac{i_L}{C} \end{bmatrix}} = -\frac{\frac{K_2 E}{L} + \frac{K_1 v_c}{RC}}{-\frac{K_2 v_c}{L} - \frac{K_1 i_L}{C}} = -\frac{(K_2 EC) + \frac{K_1 v_c L}{R}}{-K_2 v_c C - (K_1 i_L L)} =$$

$$u_{eq} = \frac{E + \frac{K_1 v_c L}{K_2 CR}}{v_c + \frac{K_1 i_L L}{K_2 C}}$$

Aplicando la condición:

$$u_{eq} < 1$$

$$E + \frac{K_1 v_c L}{K_2 CR} < v_c + \frac{K_1 i_L L}{K_2 C}$$

$$E - v_c < \frac{K_1}{K_2} \left[\left(\frac{i_L L}{C} \right) - \left(\frac{v_c L}{CR} \right) \right]$$

$$\left(\frac{C}{L}\right) (E - v_c) < \frac{K_1}{K_2} \left(i_L - \frac{v_c}{R}\right)$$

Puede observarse que para la llave cerrada ($v_c/R = i_L$) y por tratarse de un convertidor elevador, la expresión de u_{eq} , resultará menor que la unidad. Este resultado, se verifica a continuación mediante simulaciones.

La Figura 3.15 muestra el diagrama en bloque de la simulación.

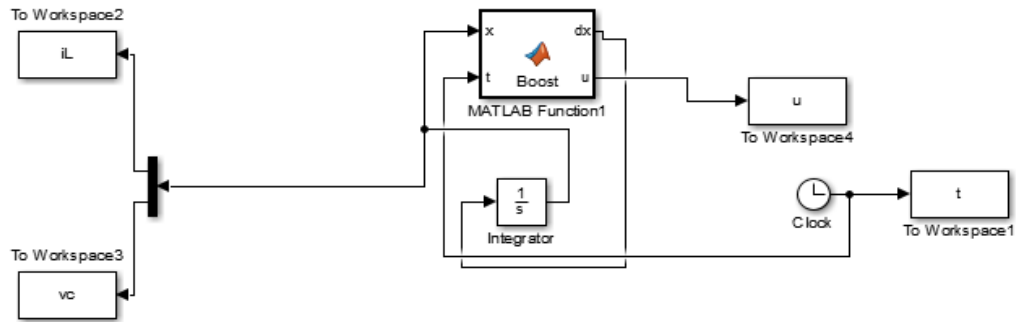


Figura N° 3.15. Diagrama en bloques de la simulación de la tercera superficie

En la Figura N° 3.16, se muestra la tensión en el capacitor C, en función del tiempo. Se observa, que luego de un transitorio breve, el controlador logra la tensión de referencia establecida.

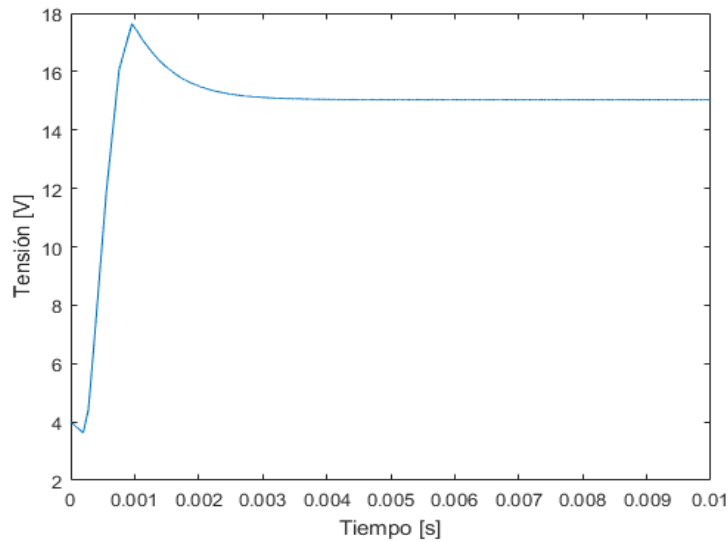


Figura N° 3.16. Tensión de salida

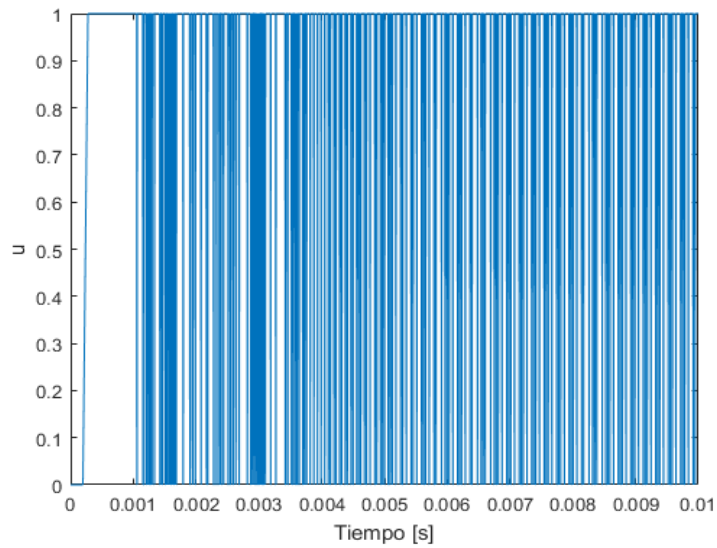


Figura N° 3.17. Control “u”

La Figura N° 3.17, muestra los valores del control u , en función del tiempo. El área sombreada, demuestra la actuación del control para mantenerse en la superficie de conmutación propuesta.

La alcanzabilidad de la superficie propuesta, se observa en la Figura N° 3.18, allí se grafica, el valor del estado de la tensión en el capacitor C , en función del estado de la corriente en el inductor L .

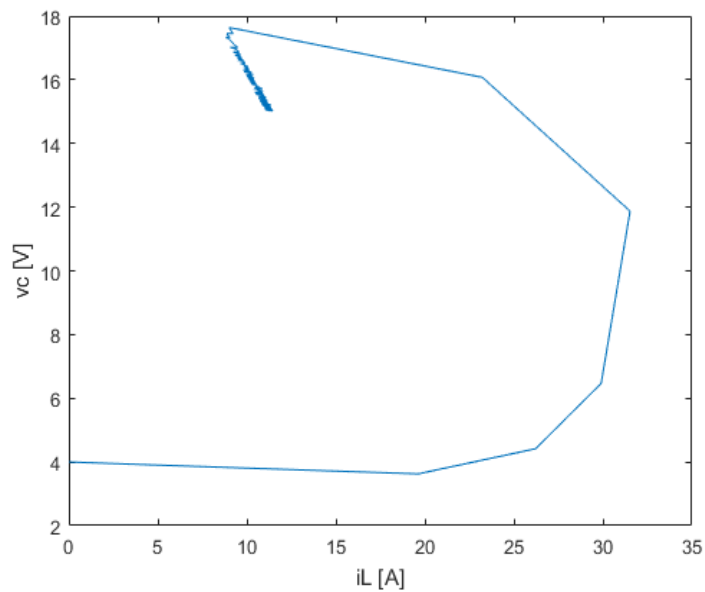


Figura N° 3.18. Alcanzabilidad de la superficie

3.4.4.1 Influencia del valor de las constantes K_1 y K_2

Se eligen valores diferentes para las constante K_1 y K_2 de la tercera superficie propuesta en la ecuación 3,21, aplicada al circuito de la Figura N° 3.5, para verificar la influencia de dichas constantes en el resultado del control.

Para el primer caso se elige: $K_1 = 100$, $K_2 = 1$, para observar la influencia de la diferencia en tensión, sobre la diferencia de la corriente en la superficie propuesta. En la Figura N° 3.19, se observa la dificultad para alcanzar y mantenerse en la superficie, evidenciando el comportamiento esperado por la influencia de la constante K_1 .

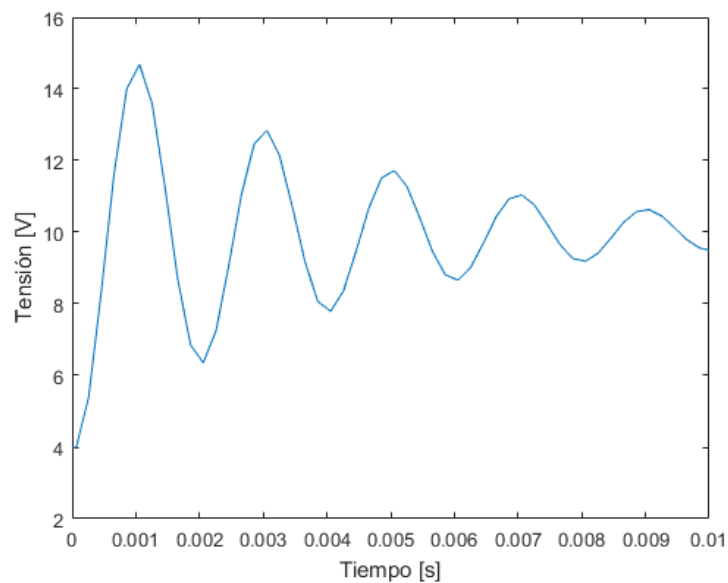


Figura N° 3.19. Tensión de salida

Para el segundo caso se elige: $K_1 = 1$, $K_2 = 100$, para observar la influencia de la diferencia en corriente, sobre la diferencia de la tensión en la superficie propuesta. En la Figura N° 3.20, se observa la mejora en el desempeño del control, evidenciando el comportamiento esperado por la influencia de la constante K_2 .

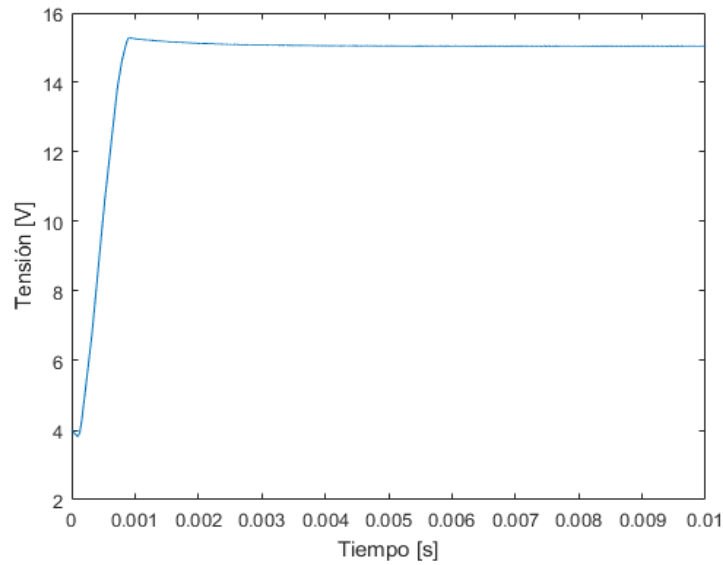


Figura N° 3.20. Tensión de salida

3.4.5 Cuarta superficie propuesta

Se propone a continuación la superficie de la ecuación 3,23. La misma contempla un balance de potencia para el circuito del convertidor elevador de la Figura N° 3.16, donde la carga es una resistencia de valor conocido. Una superficie que presenta un balance de potencia se puede ver en [3.27], en ese artículo la carga es de potencia constante.

$$h(x) = 0,5 \left(L(i_L^2 - I_{ref}^2) + C(v_c^2 - V_{ref}^2) \right) + K \left(E i_L - \frac{V_{ref}^2}{R} \right) \quad (3,23)$$

En la ecuación 3,30, V_{ref} se establece en 15 V y es la referencia de tensión en el capacitor de salida, e I_{ref} , se elige para que satisfaga el balance energético. Esto se logra planteando la energía del sistema, derivándola respecto del tiempo e igualándola a cero, de lo que resulta:

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{ER} \quad (3,24)$$

Para establecer si es posible el control de la tensión de salida, utilizando esta superficie propuesta se realiza el cálculo del control u_{eq} .

$$u_{eq} = - \frac{[KELi_L \quad Cv_c] \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ -\frac{v_c}{RC} \end{bmatrix}}{[KLEi_L \quad Cv_c] \begin{bmatrix} -\frac{v_c}{L} \\ \frac{i_L}{C} \end{bmatrix}} = - \frac{E^2Ki_L - \frac{v_c^2}{R}}{-KEi_Lv_c + v_c * i_L} = - \frac{\frac{E^2}{v_c} - \frac{v_c}{i_LRK}}{-E + 1}$$

Aplicando la condición:

$$u_{eq} < 1$$

$$\frac{-E^2}{v_c} + \frac{v_c}{i_LRK} + E < 1$$

$$E \left(\frac{-E}{v_c} + 1 \right) + \frac{v_c}{i_LRK} < 1$$

El siguiente desarrollo describe la obtención del tiempo de alcance (T_{alc}) de la superficie de deslizamiento:

$$V = \frac{1}{2} h_{(x)}^2$$

$$V = \frac{1}{2} |h_{(x)}|^2$$

$$\dot{V} = h_{(x)} \dot{h}_{(x)}$$

$$\dot{V} = -h_{(x)} K \text{signo}\{h_{(x)}\}$$

$$\dot{V} = -h_{(x)} K \frac{h_{(x)}}{|h_{(x)}|}$$

$$\dot{V} = -K |h_{(x)}|$$

$$\dot{V} = -\sqrt{2}K\sqrt{V}$$

Haciendo:

$$\gamma = \sqrt{2}K$$

$$\frac{\dot{V}}{2\sqrt{V}} = \frac{-\gamma\sqrt{V}}{2\sqrt{V}} = \frac{-\gamma}{2}$$

$$\frac{dV}{2\sqrt{V}} = \frac{-\gamma}{2}t + C$$

$$\sqrt{V} = \frac{-\gamma}{2}t + \sqrt{V_{(h_{(0)})}}$$

Cuando:

$$\sqrt{V_{(h(x))}} = 0$$

Denominando a t el tiempo de alcance T_{alc} , se obtiene:

$$0 = \frac{-\gamma}{2}T_{alc} + \sqrt{V_{(h_{(0)})}}$$

$$T_{alc} = \frac{2}{\gamma} \sqrt{V_{(h_{(0)})}}$$

$$T_{alc} = \frac{2}{\sqrt{2}K} \sqrt{V_{(h_{(0)})}}$$

$$T_{alc} = \frac{\sqrt{2}}{K} \sqrt{V_{(h_{(0)})}}$$

Los resultados, se verifican a continuación mediante simulaciones.

En la Figura N° 3.21, se muestra la tensión en el capacitor C, en función del tiempo. Se observa, que luego de un transitorio breve, el controlador logra la tensión de referencia establecida.

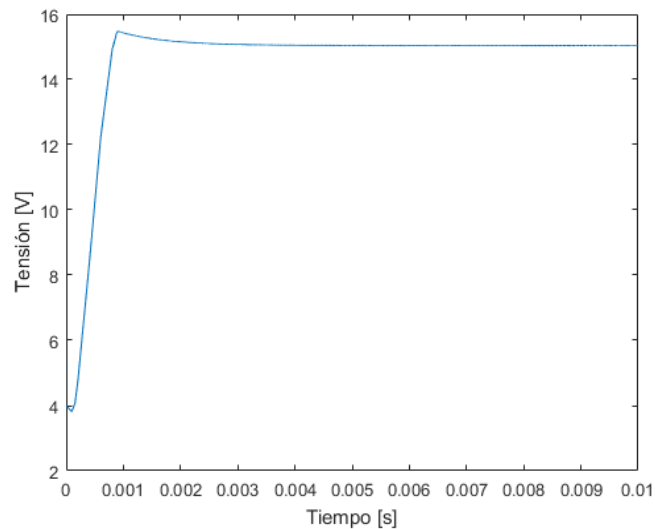


Figura N° 3.21. Tensión de salida

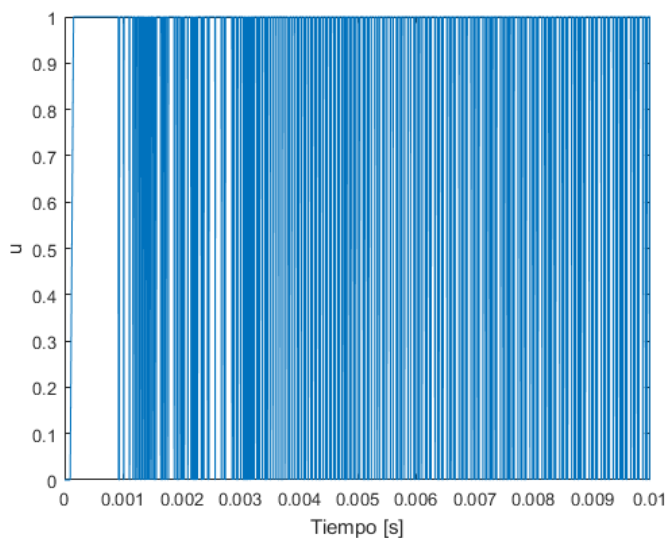


Figura N° 3.22. Control “u”

La Figura N° 3.22, muestra los valores del control u , en función del tiempo. El área sombreada, demuestra la actuación del control para mantenerse en la superficie de conmutación propuesta.

La alcanzabilidad de la superficie propuesta, se observa en la Figura N° 3.23, allí se grafica, el valor del estado de la tensión en el capacitor C , en función del estado de la corriente en el inductor L .

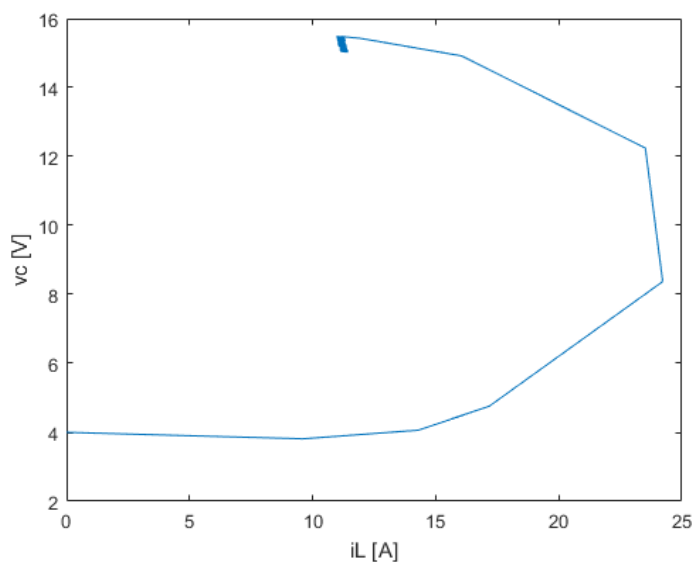


Figura N° 3.23. Alcanzabilidad de la superficie

3.4.5.1 Variación de la resistencia de carga

Para evaluar el comportamiento del convertidor ante variaciones de la resistencia de carga, se asumirá un valor conocido para la misma y posteriormente se reemplazará por un observador que contemplará los cambios en su valor.

Para mostrar el comportamiento del control establecido con la superficie dada en la ecuación 3,23, en presencia de variaciones de carga, se introduce un cambio en el valor de la resistencia de carga del convertidor de la Figura N° 3.5 y se realizan simulaciones. El valor de la resistencia se mantiene en $2\ \Omega$ hasta los 0,005 segundos de iniciada la simulación y luego se reduce al valor de $1\ \Omega$.

En la Figura N° 3.24, se muestra la tensión en el capacitor C, en función del tiempo. Se observa, que luego de un transitorio breve producido por el cambio de valor en la resistencia de carga del convertidor, el controlador logra la tensión de referencia establecida para la salida.

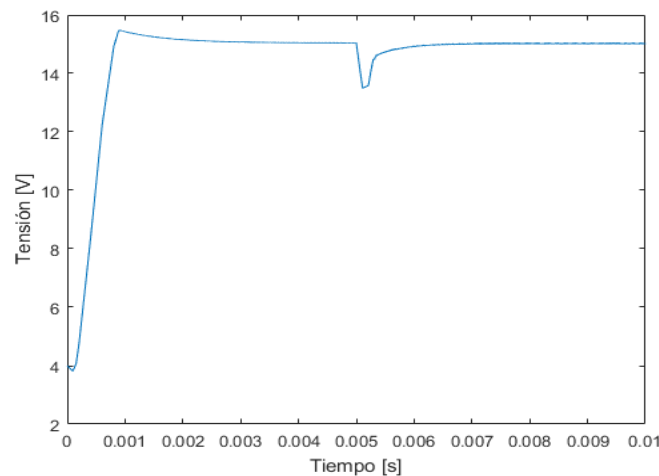


Figura N° 3.24. Tensión de salida

La Figura N° 3.25, muestra los valores del control u , en función del tiempo. El área sombreada, demuestra la actuación del control para mantenerse en la superficie de conmutación propuesta luego del cambio en el valor de la resistencia de carga.

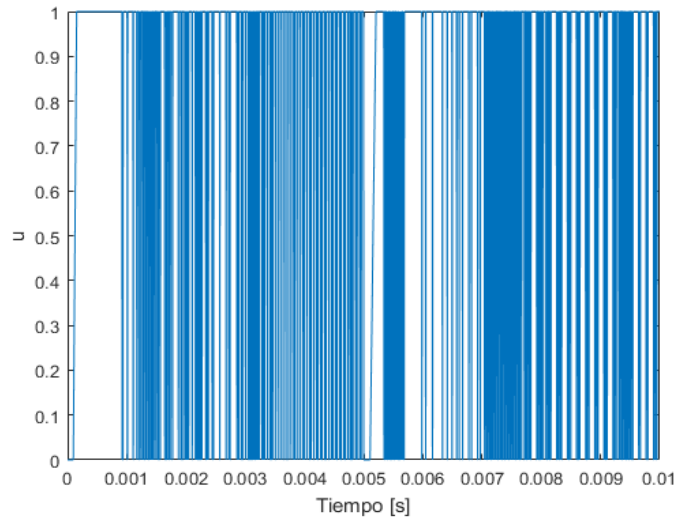


Figura N° 3.25. Control “u”

La alcanzabilidad de la superficie propuesta, se observa en la Figura N° 3.26, allí se grafica, el valor del estado de la tensión en el capacitor C, en función del estado de la corriente en el inductor L y se observa los dos estados de alcanzabilidad, para los dos valores de la resistencia de carga.

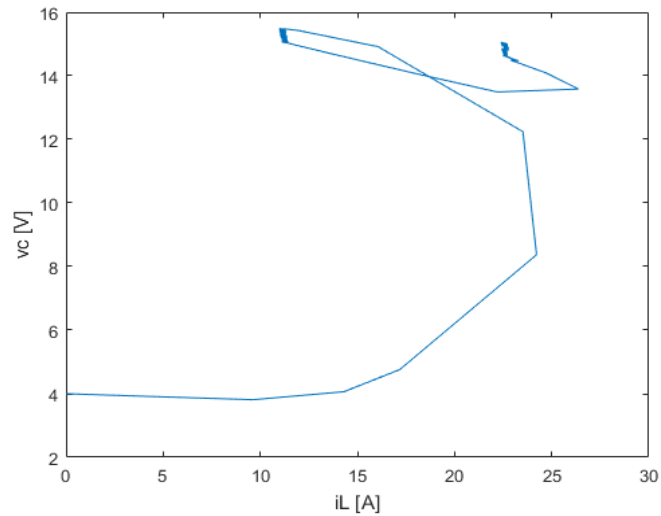


Figura N° 3.26. Alcanzabilidad de la superficie

Por último, la Figura N° 3.27, muestra la forma de onda de la corriente en el inductor.

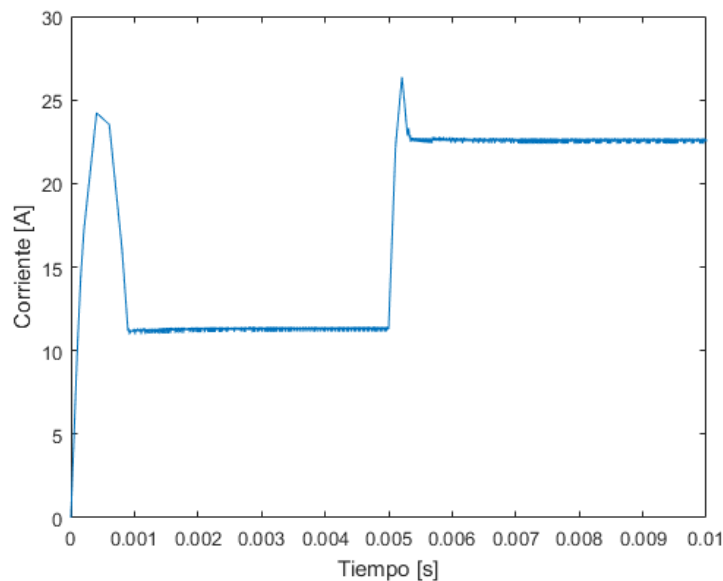


Figura N° 3.27. Corriente en el inductor

3.5 Conclusiones del capítulo 3

En este capítulo se evaluó el control del convertidor cc-cc del tipo elevador por medio del deslizamiento sobre una superficie de conmutación, utilizando la técnica del control equivalente. Los resultados obtenidos por medio de distintas implementaciones de superficies permitirán aplicar de manera efectiva el procedimiento para el control de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible en el capítulo 5. Cabe aclarar, que se validó por simulación el buen comportamiento que se obtiene con una superficie no lineal, aunque se supuso conocido el valor de la resistencia carga. En varios casos esto no es posible, razón por la cual, en capítulos posteriores, se propondrá una técnica para estimarlo y se mostrará la manera en que esta técnica puede ser utilizada en la estrategia de control.

3.6 Referencias del capítulo 3

- [3.1] De Bernardinis, A., Frappé, E., Béthoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2012). Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application: Simulation with fault-tolerant strategy. *The European Physical Journal-Applied Physics*, 58(2).
- [3.2] Kabalo, M. (2012). Conception et réalisation de convertisseur dc-dc pour une chaîne de traction électrique et/ou hybride (Doctoral dissertation, Belfort-Montbéliard).
- [3.3] Guilbert, D., Mohammadi, A., Gaillard, A., N'Diaye, A., & Djerdir, A. (2013, November). Interactions between fuel cell and DC/DC converter for fuel cell electric vehicle applications:

- Influence of faults. In *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 912-917). IEEE.
- [3.4] Kolli, A., Gaillard, A., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Hissel, D., & Khatir, Z. (2015). A review on DC/DC converter architectures for power fuel cell applications. *Energy Conversion and Management*, 105, 716-730.
- [3.5] Kabalo, M., Blunier, B., Bouquain, D., & Miraoui, A. (2010, September). State-of-the-art of DC-DC converters for fuel cell vehicles. In *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (pp. 1-6). IEEE.
- [3.6] Kolar, J. W., Kriskmer, F., Lobsiger, Y., Muhlethaler, J., Nussbaumer, T., & Minibock, J. (2012, March). Extreme efficiency power electronics. In *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)* (pp. 1-22). IEEE.
- [3.7] Guilbert, D., Gaillard, A., Mohammadi, A., N'Diaye, A., & Djerdir, A. (2015). Investigation of the interactions between proton exchange membrane fuel cell and interleaved DC/DC boost converter in case of power switch faults. *International journal of hydrogen energy*, 40(1), 519-537.
- [3.8] Tomaszuk, A., & Krupa, A. (2011). High efficiency high step-up DC/DC converters-a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 59(4), 475-483.
- [3.9] Tang, Y., Fu, D., Wang, T., & Xu, Z. (2014). Hybrid switched-inductor converters for high step-up conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3), 1480-1490.
- [3.10] Fontes, G., Turpin, C., Astier, S., & Meynard, T. A. (2007). Interactions between fuel cells and power converters: Influence of current harmonics on a fuel cell stack. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2), 670-678.
- [3.11] Thounthong, P., & Davat, B. (2010). Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications. *Energy Conversion and Management*, 51(4), 826-832.
- [3.12] De Bernardinis, A. (2014). Synthesis on power electronics for large fuel cells: From power conditioning to potentiodynamic analysis technique. *Energy conversion and management*, 84, 174-185.
- [3.13] Roasto, I., & Vinnikov, D. (2007, September). Control system simulation of a 40 kW half-bridge isolated DC/DC converter. In *2007 European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1-10). IEEE.

- [3.14] Hossain, M. Z., & Rahim, N. A. (2018). Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design and applications: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81, 205-230.
- [3.15] Utkin, V. (1977). Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic control*, 22(2), 212-222.
- [3.16] Hung, J. Y., Gao, W., & Hung, J. C. (1993). Variable structure control: A survey. *IEEE transactions on industrial electronics*, 40(1), 2-22.
- [3.17] Emel'Yanov, S. V., Korovin, S. K., & Levant, A. (1996). High-order sliding modes in control systems. *Computational mathematics and modeling*, 7(3), 294-318.
- [3.18] Young, K. D., Utkin, V. I., & Ozguner, U. (1999). A control engineer's guide to sliding mode control. *IEEE transactions on control systems technology*, 7(3), 328-342.
- [3.19] Young, K. D., Utkin, V. I., & Ozguner, U. (1999). A control engineer's guide to sliding mode control. *IEEE transactions on control systems technology*, 7(3), 328-342.
- [3.20] Yan, Z., & Utkin, V. (2002, November). Sliding mode observers for electric machines-an overview. In *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02 (Vol. 3, pp. 1842-1847)*. IEEE.
- [3.21] Fridman, L., & Levant, A. (2002). Higher order sliding modes. *Sliding mode control in engineering*, 11, 53-102.
- [3.22] Perruquetti, W., & Barbot, J. P. (2002). *Sliding mode control in engineering*. CRC press.
- [3.23] Sabanovic, A., Fridman, L. M., Spurgeon, S., & Spurgeon, S. K. (Eds.). (2004). *Variable structure systems: from principles to implementation (Vol. 66)*. IET.
- [3.24] Bartolini, G., Fridman, L., Pisano, A., & Usai, E. (Eds.). (2008). *Modern sliding mode control theory: New perspectives and applications (Vol. 375)*. Springer Science & Business Media.
- [3.25] Sabanovic, A. (2011). Variable structure systems with sliding modes in motion control—A survey. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 7(2), 212-223.
- [3.26] Sira-Ramirez, H. J., & Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media.

- [3.27] Gonnet, A., Gómez Jorge, S., Busada, C., y Solsona, J., (2016), “Controlador basado en observador para un generador eléctrico a celda de hidrógeno”, IEEE Argencon 2016, Buenos Aires, Argentina.

CAPÍTULO 4. Observadores de estados

4.1 Resumen del capítulo 4

En este capítulo se evalúa la utilización de observadores de estado, para el control de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible Nexa Power. Esto servirá para implementar esta técnica de control, en los próximos capítulos. Luego de una introducción sobre la técnica de implementación de observadores de estado, se ilustra su empleo en un convertidor cc-cc elevador, considerando una carga de potencia constante. La tensión de salida de la batería de celdas, resulta ser la fuente primaria del convertidor y su comportamiento se modela, mediante una función propuesta en la literatura. Se diseña una superficie de conmutación para establecer un control del convertidor por modo deslizante. Mediante simulaciones, se verifica el desempeño de la estrategia elegida, midiendo todas las variables de estado. Luego, se diseña un observador de estado para el mismo circuito, que evita medir la potencia de salida del convertidor y se verifica su desempeño mediante simulaciones.

4.2 Observadores de estados

En el diseño de un sistema de control, no siempre es posible medir todas las variables de estado para que sean utilizadas en la realimentación. En muchas ocasiones, razones técnicas o económicas, impiden tales mediciones. Para esos casos, existe la posibilidad de “estimar” aquellas variables de estado que no estén disponibles para su realimentación. Al proceso de estimación de las variables de estado se denomina “observación” y al dispositivo que realiza la observación se lo denomina “observador de estado”, o simplemente “observador”.

Existen diferentes técnicas para construir observadores de estado. Es posible emplear técnicas de optimización convexa [4.1]. También se diseñan observadores del tipo identidad [4.2] y para sistemas no lineales, es posible diseñar observadores no lineales [4.3 – 4.6]

Se debe hacer una distinción en el diseño de los observadores, cuando un observador estima todas las variables del sistema, incluidas aquellas que pueden medirse, recibe el nombre de observador de orden completo, cuyo esquema se muestra en la Figura N° 4.1. Por otro lado, al observador que estima un número menor del total de variables del sistema, evitando la estimación de las variables medidas, se lo conoce con el nombre de observador de orden reducido.

Para realizar la estimación, el observador utiliza las variables de salida y la variable de control del sistema. Los observadores pueden implementarse, siempre y cuando, se cumpla con la condición de “observabilidad”. Se dice que un sistema es completamente observable si el estado en un tiempo (to) se determina a partir de la observación de la salida en un tiempo (t), durante un intervalo de tiempo $t_0 \leq t \leq t_1$. Quiere decir que el sistema es completamente observable si todas las transiciones del estado afectan eventualmente a todos los elementos del vector de salida [4.7].

En muchos casos prácticos, el vector de estado observado, que denotaremos \hat{x} , se usa en la realimentación del estado, para generar el vector de control deseado.

Si se considera un sistema lineal:

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{4,1}$$

$$y = Cx \tag{4,2}$$

El estado x , se estimará mediante el modelo dinámico que representa al observador, según la ecuación:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K_e(y - C\hat{x}) \tag{4,3}$$

Este modelo de observador contiene al control “u”, la salida “y”, y los estados estimados, \hat{x} .

Al término:

$$K_e(y - C\hat{x}), \tag{4,4}$$

se lo conoce como “término de corrección”, ya que contiene a la diferencia entre la salida medida y , y la salida estimada $C\hat{x}$, y corrige toda discrepancia entre las matrices A y B del modelo del observador y las del sistema real. Dentro de este término, la matriz K_e funciona como ponderación.

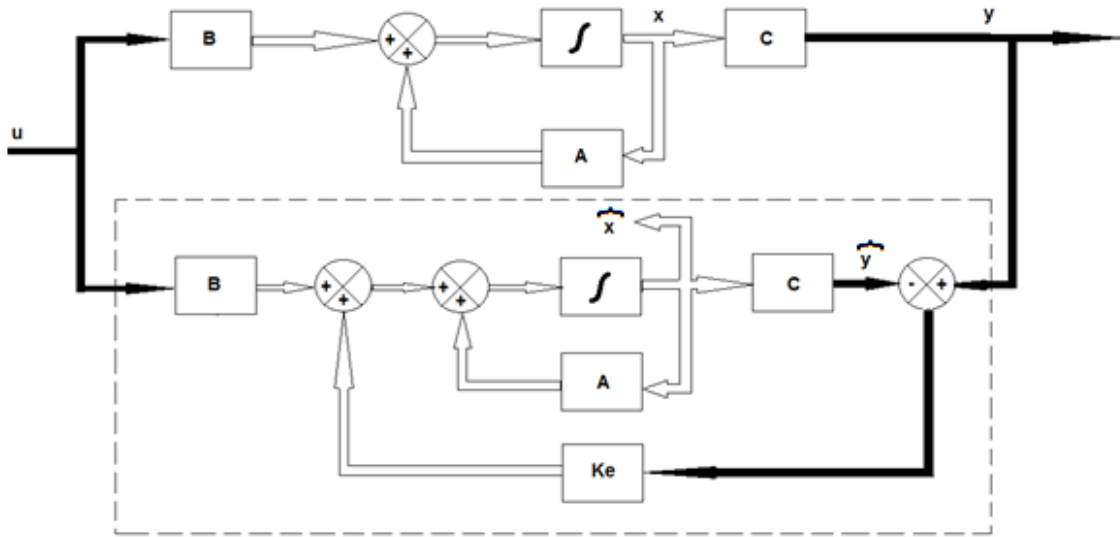


Figura N° 4.1. Esquema de un observador de estado de orden completo [4.7].

4.3 Ejemplo de diseño de un observador de estado de orden completo

Al restar la ecuación del observador de las ecuaciones del sistema, queda la ecuación que describe la dinámica del error, resultando la misma:

$$\dot{x} - \dot{\hat{x}} = Ax - A\hat{x} - K_e(Cx - C\hat{x}) \quad (4,5)$$

Llamando:

$$e = x - \hat{x} \quad (4,6)$$

Resulta:

$$\dot{e} = (A - K_e C)e \quad (4,7)$$

Se observa que el comportamiento dinámico del error se determina mediante los valores característicos de la matriz $(A - K_e C)$. Si esta matriz es estable, el error convergerá a cero para cualquier vector de error inicial $e(0)$.

Si el sistema es completamente observable, se demuestra que es posible seleccionar una matriz K_e , tal que $(A - K_e C)$, tenga valores característicos con parte real negativa arbitraria. Es decir se determina la matriz de ganancias K_e para producir la matriz deseada $(A - K_e C)$.

Una manera sencilla de testear la observabilidad, que en un sistema lineal depende de las matrices C y A, es el test de Kalman. La condición establece que, para un sistema de grado n, si la matriz de observabilidad “O”, dada por la ecuación 4,8, tiene rango completo, el sistema es completamente observable.

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (4,8)$$

Además de los estados del sistema, los observadores pueden emplearse para estimar señales de perturbación. La formulación de este tipo de problema puede hacerse a partir de la extensión dinámica del sistema, usando un modelo de la perturbación. Este procedimiento será explicado oportunamente, cuando se aplique a los convertidores bajo estudio, en secciones y capítulos posteriores [4.8 – 4.11].

4.4 Control por modo deslizante basado en observador

Se presenta el estudio de una estrategia de control para el convertidor de cc-cc tipo elevador representado en la Figura N° 4.2. El esquema presenta una configuración que utiliza dos transistores como dispositivos conmutadores genéricos sin evaluar otras consideraciones necesarias para la implementación del hardware. El convertidor alimenta una carga de potencia constante representada por P_0 y su fuente primaria es una batería de celdas de combustible tipo PEM, representada por el bloque “Celda”. Con este circuito se comienzan a evaluar las posibilidades de estrategias para el control de la tensión de salida de la batería de celdas modelo Nexa.

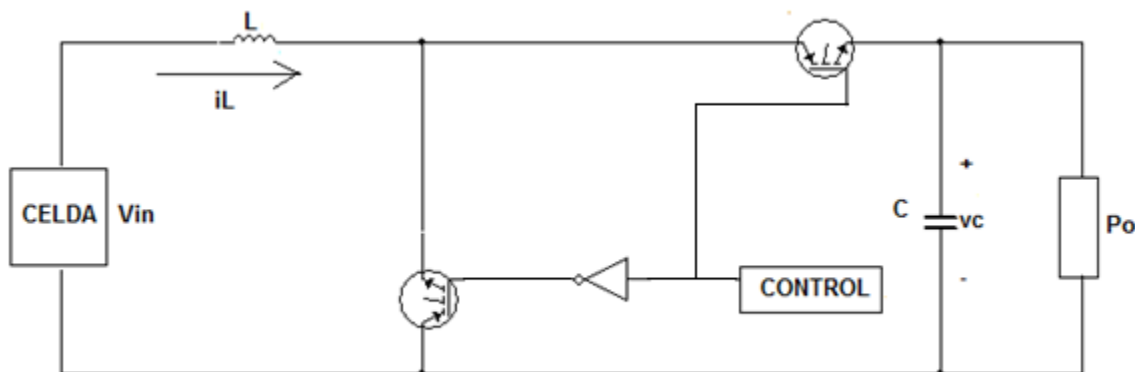


Figura N° 4.2. Convertidor cc-cc elevador con carga de potencia constante

Se debe mencionar, que existen diferentes aplicaciones donde es necesario controlar convertidores que alimentan una carga de potencia constante [4.12 – 4.15] , ejemplos de aplicación en vehículos eléctricos, han sido propuestos en [4.16 – 4.18]. Para vehículos submarinos puede verse en [4.19]. La integración a red de energía eólica y solar se consideró en [4.20]. También existen aplicaciones en el diseño de microrredes de continua [4.21 – 4.24].

La estrategia de control propuesta para el convertidor es de modo deslizante, vista en el capítulo anterior. En dicha estrategia, para obtener un buen desempeño se incluye la potencia de salida en la superficie de conmutación, como un parámetro del controlador. Para evitar medir la potencia de salida, utilizando un sensor, se diseña un observador que estima este valor a partir de la medición de la tensión de salida. De este modo, la estrategia de control propuesta resulta una estrategia de “modo deslizante basada en observador”.

El modelo de estados promediados del convertidor elevador, resulta:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - uv_c \\ C \frac{dvc}{dt} = u i_L - \frac{P_0}{v_c} \\ \frac{dP_0}{dt} = 0 \end{array} \right. \quad (4,9)$$

Donde i_L , es la corriente en el inductor de inductancia L , v_c es la tensión en el capacitor de capacitancia C , P_0 es la potencia que toma la carga, V_{in} es la tensión de entrada proveniente de la celda de combustible y u es la señal de comando.

La tensión de salida de la batería de celdas y de entrada al convertidor V_{in} , varía con la corriente, como se muestra en la Figura N° 4.3.

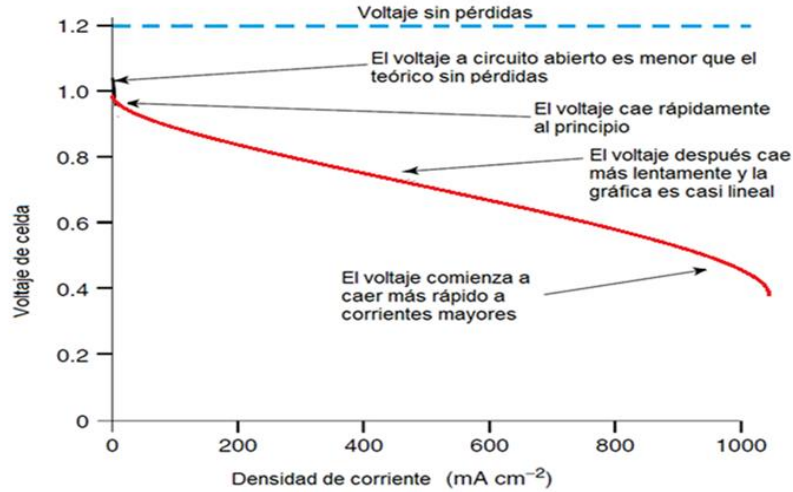


Figura N° 4.3. Comportamiento de la tensión de salida V_{in}

Para modelar el comportamiento de la tensión V_{in} , se parte de la ecuación 4,10, que contempla los tres efectos que se producen en la tensión de salida de la celda para todo tiempo, en función de la corriente entregada. La corriente entregada por la celda coincide con la corriente i_L en la inductancia del convertidor.

$$V_{in(iL,t)} = \Delta E^0 + v_{A(iL,t)} + v_{D(iL,t)} + v_{R(iL,t)} \quad (4,10)$$

En la ecuación 4,10, ΔE^0 , representa la tensión en vacío, el término $v_{A(iL,t)}$, modela el fenómeno de activación en los electrodos, el término $v_{D(iL,t)}$, representa el fenómeno de transferencia de cargas entre los electrodos y por último el término $v_{R(iL,t)}$, representa la caída de tensión por la resistencia interna de la batería de celdas. La influencia de estos tres efectos se estudió en [4.25], donde se valida un modelo que reproduce el comportamiento de la batería de celdas modelo Nexa de 1.200 W. Allí se presenta la ecuación 4,11, que finalmente, modela la tensión V_{in} , en función de la corriente i_L y de los parámetros de la batería de celdas.

$$V_{in} = m \frac{A_D k T}{q} * \ln \left(1 + \frac{I_{SC} - i_L}{i_{RD}} \right) - m \frac{A_A k T}{q} \ln \left(1 + \frac{i_L}{i_{RA}} \right) - R_C i_L \quad (4,11)$$

En la ecuación 4,11, m es la cantidad de celdas unitarias que componen la batería, I_{SC} , es la corriente de cortocircuito, i_{RA} e i_{RD} , son los parámetros que definen la corriente de polarización de los electrodos, k es la constante de Boltzmann, q es la carga del electrón, T es la referencia de temperatura expresada en grados Kelvin, y finalmente, R_c es la resistencia de toda la batería. Los

coeficientes adquieren los siguientes valores: $m = 47$ celdas, $\left(A_D \frac{kT}{q}\right) = 199,9 \text{ mV}$, $\left(A_A \frac{kT}{q}\right) = 6,9 \text{ mV}$, $i_{RA} = 3,9 \text{ mA}$, $R_C = 92,6 \text{ m}\Omega$, $i_{RD} = 790,8 \text{ mA}$, $R_c = 92,6 \text{ m}\Omega$.

La corriente de cortocircuito, I_{SC} adquiere el valor de 6,65 A, calculado en forma experimental mediante la ecuación 4,12, donde λ_{O_2} , es la relación de exceso de oxígeno, entre el flujo de oxígeno provisto por la celda y el el flujo consumido en la reacción electroquímica,

$$I_{SC} = -0,45\lambda_{O_2}^2 + 8,5 \lambda_{O_2} + 35 \quad (4,12)$$

Los parámetros utilizados para el modelo también se obtuvieron del prototipo de baterías de celdas Nexa, mediante mediciones experimentales realizadas por los autores del trabajo referenciado en [4.25].

4.5 Elección de la superficie de conmutación

Con el fin de analizar el desempeño de diversos observadores de estados para el control de un convertidor básico como el de la Figura 4.2, se elige la siguiente superficie deslizante, la cual se agrega como un ejemplo más a las vistas en el capítulo 3:

$$h(x) = (v_C - V_{ref}) + K(V_{in}i_L - P_0) \quad (4,13)$$

Donde K es una constante, y V_{ref} , es la referencia de tensión en el capacitor de salida. El objetivo de esta superficie es analizar como funciona una estrategia de modo deslizante cuando el filtro de entrada es de tipo L y la carga se considera de potencia constante. La principal motivación para analizar este caso es que un inversor puede ser controlado para comportarse como una carga de potencia constante.

Dada esta superficie de deslizamiento, para el control u, se determina que si $h(x) > 0,00001$, entonces $u = 1$ (interruptor cerrado), y si $h(x) < -0,00001$, $u = 0$ (interruptor abierto).

El objetivo del control es mantener la tensión de salida v_C igual a V_{ref} , pero para poder mantener un régimen deslizante, es necesario realimentar la corriente en el inductor.

Dado la necesidad de obtener P_0 , se estima su valor mediante la implementación de un observador con dinámica del error lineal. Debido a que el observador converge con dinámica exponencial arbitraria, el controlador basado en observador presentará prácticamente el mismo desempeño.

Para elegir el parámetro K, se emplea el método del control equivalente. De acuerdo a lo analizado en el capítulo anterior, para que el sistema se encuentre en régimen deslizante, el control equivalente debe satisfacer la siguiente relación:

$$0 < u_{eq} < 1$$

Donde:

$$u_{eq} = - \frac{\frac{dh}{dx} f(x)}{\frac{dh}{dx} g(x)}$$

Reemplazando:

$$u_{eq} = - \frac{[KV_{in} \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ -\frac{P_0}{v_c C} \end{bmatrix}}{[KV_{in} \quad 1] \begin{bmatrix} -\frac{v_c}{L} \\ \frac{i_L}{C} \end{bmatrix}} = - \frac{\frac{KV_{in}^2}{L} - \frac{P_0}{v_c C}}{-\frac{KV_{in} v_c}{L} + \frac{i_L}{C}} = \frac{-KCV_{in}^2 + \frac{LP_0}{v_c}}{-KCV_{in} v_c + i_L L} =$$

$$0 < -KC(V_{in}^2 + V_{in} v_c) < L(i_L - \frac{P_0}{v_c})$$

$$0 < \frac{-L(i_L - \frac{P_0}{v_c})}{C(V_{in}^2 + V_{in} v_c)} < K \quad (4,14)$$

El valor de K se elige para mantener una dada dinámica de convergencia una vez que el sistema alcanza un régimen de deslizamiento. También puede verse en la ecuación 4,14, que dependiendo del valor que tome Po, la permanencia o no del sistema en el régimen de deslizamiento dependerá si el valor del control equivalente se encuentra entre cero y uno. Evidentemente esa condición se ve influenciada por el valor de K.

En la subsección 4.7, se propone emplear un observador no lineal para estimar la perturbación que se corresponde con la potencia de carga. Mediante una transformación no lineal de la salida (tensión en el capacitor) y suponiendo medida la corriente en la inductancia, se obtiene un observador con dinámica lineal del error, de modo que los valores de las ganancias del término de corrección pueden obtenerse empleando técnicas de asignación de autovalores.

4.6 Simulaciones midiendo las variables

Para obtener resultados sobre el desempeño que presenta la superficie de conmutación elegida, se presentan en primera instancia, simulaciones midiendo todas las variables, v_c , i_L y P_0 , es decir sin implementar observadores de estado. También se implementa una perturbación mediante un salto de la potencia de salida. Los parámetros utilizados en las simulaciones tienen los siguientes valores: $L = 10^{-3}$ H, $C = 1.000 \cdot 10^{-6}$ F y $K = 0,5$. Para los primeros 0,2 segundos de simulación se implementa $P_0 = 100$ W y luego se reduce a $P_0 = 25$ W, la referencia de tensión V_{ref} , es una rampa que alcanza los 48 V. Las condiciones iniciales se fijan en $i_{L(0)} = 2$ A y $v_{C(0)} = 32$ V.

La Figura N° 4.4, muestra la tensión de salida del convertidor en función del tiempo. Se observa que el convertidor alcanza la V_{ref} y al producirse la perturbación en $t = 0,2$ s, luego de un pequeño transitorio, muestra un correcto desempeño.

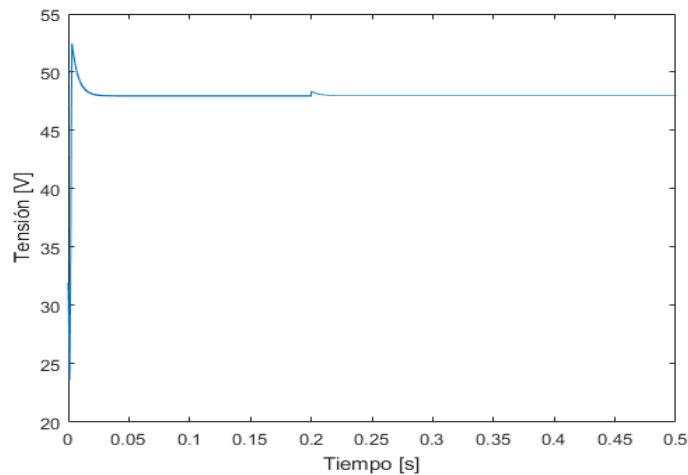


Figura N° 4.4. Tensión de salida

La Figura N° 4.5, muestra la corriente en el inductor L, en función del tiempo.

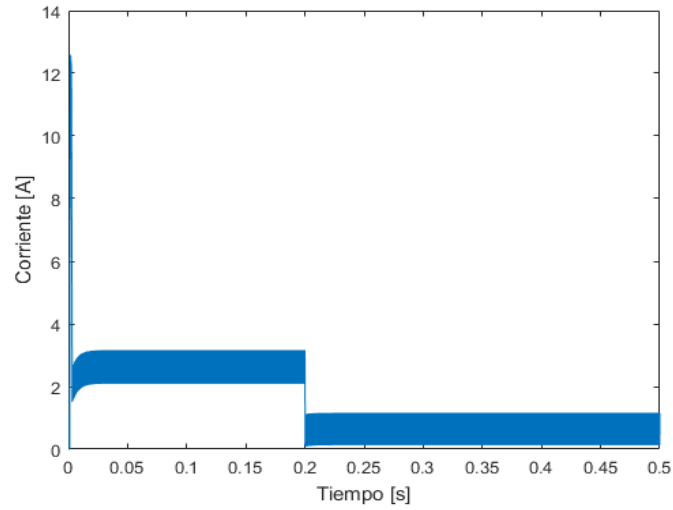


Figura N° 4.5. Corriente en el inductor L

La variación del control “u” en función del tiempo, se observa en la Figura N° 4.6, donde se evidencia el buen desempeño del control sobre la superficie de conmutación.

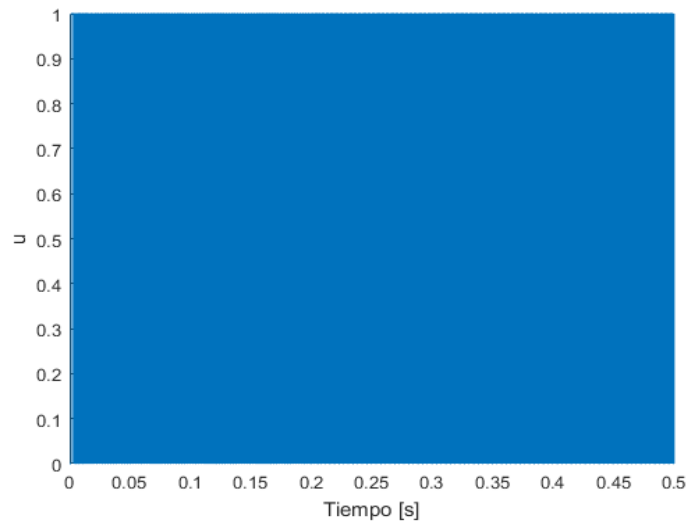


Figura N° 4.6. Control “u”

En la Figura N° 4.7, se grafica el perfil de la potencia, de acuerdo con el salto introducido como perturbación.

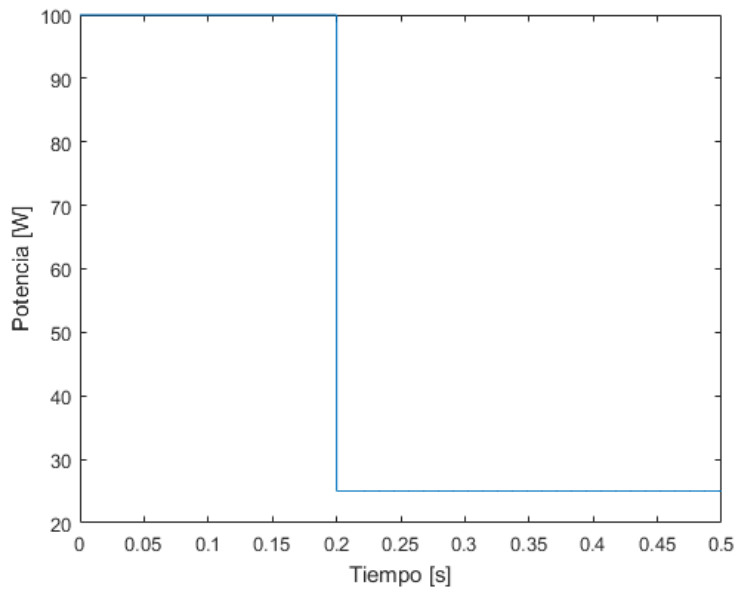


Figura N° 4.7. Perfil de potencia de salida

La evolución de los estados, se grafica en el plano i_L, v_c , mostrado en la Figura N° 4.8.

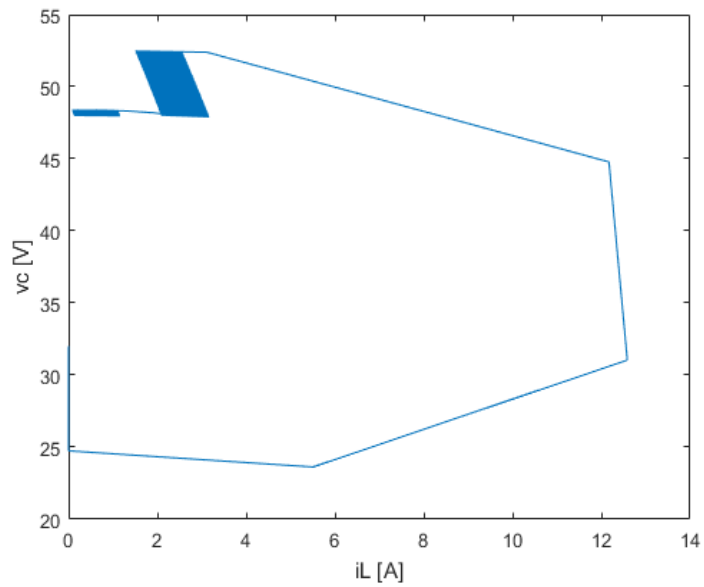


Figura N° 4.8. Gráfico de v_c en función de i_L

A continuación se analizarán observadores para evitar medir v_c y P_0 en el convertidor de la Figura N° 4.2. Se analizarán, un observador de orden completo, uno de orden reducido y finalmente uno con dinámica lineal del error. Este último se adopta para obtener las simulaciones que permitirán evaluar su comportamiento al compararlo con el sistema que no utiliza observadores de estados. La

diferencia entre el empleo de un observador de orden reducido y uno de orden completo, radica fundamentalmente, en el desempeño transitorio y en presencia de incertidumbres. El observador de orden reducido es más sensible a perturbaciones de alta frecuencia en la variable medida, pero funciona mejor si la perturbación es de baja frecuencia. Por otro, lado la dinámica transitoria de un observador de orden reducido en ausencia de ruido de medición es mejor que la de un observador de orden completo.

4.7 Diseño del observador de orden completo basado en linealización de Taylor

Como quedó establecido, la estrategia de control necesita del conocimiento de la potencia constante de la carga. Para evitar su medición, se procederá a estimar la misma con un observador [4.26 – 4.30].

Se diseña un observador de orden completo para el convertidor elevador de la Figura N° 4.2.

De la ecuación 4,9, se obtiene el sistema expresado en la ecuación 4,15

$$\begin{cases} C \frac{dv_c}{dt} = u i_L - \frac{P_0}{v_c} \\ \frac{dP_0}{dt} = 0 \end{cases} \quad (4,15)$$

Para obtener un observador con dinámica lineal del error es necesario primero realizar una transformación no lineal de la salida. Esta transformación esta dada por la siguiente expresión:

$$\zeta_1 = y = \frac{1}{2} C v_c^2 \quad (4,16)$$

Las nuevas variables para el sistema son:

$$\zeta_1 = \frac{1}{2} C v_c^2 \quad (4,17)$$

$$\zeta_2 = P_0$$

De ecuación 4,16:

$$v_c = \sqrt{\frac{2\zeta_1}{C}} \quad (4,18)$$

El sistema con las nuevas variables:

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = i_L u \sqrt{\frac{2\zeta_1}{C}} - \zeta_2 \\ \dot{\zeta}_2 = 0 \end{cases} \quad (4,19)$$

Se construye la matriz no lineal de observabilidad. La misma resulta:

$$O = \begin{bmatrix} \frac{\partial \zeta_1}{\partial \zeta_1} & \frac{\partial \zeta_1}{\partial \zeta_2} \\ \frac{\partial \dot{\zeta}_1}{\partial \zeta_1} & \frac{\partial \dot{\zeta}_1}{\partial \zeta_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ i_L u \frac{1}{\sqrt{C} \zeta_1} & -1 \end{bmatrix} \quad (4,20)$$

Por lo tanto el sistema es observable

Diseño del observador que permita estimar v_C y P_0 :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\zeta}}_1 = i_L u \sqrt{\frac{2\hat{\zeta}_1}{C}} - \hat{\zeta}_2 + g_1 (\zeta_1 - \hat{\zeta}_1) \\ \dot{\hat{\zeta}}_2 = g_2 (\zeta_1 - \hat{\zeta}_1) \end{cases} \quad (4,21)$$

Para este observador, debe notarse que la dinámica del error que se obtiene de sustraer (4,21) a (4,19) resulta no lineal y para los coeficientes g_1 y g_2 pueden elegirse valores constantes para fijar la velocidad de convergencia de la dinámica del error linealizado según la linealización de Taylor. De este modo, aplicando la teoría de control lineal, la convergencia a cero del error de estimación está garantizada, pero solamente en un entorno del punto de equilibrio. Por ese motivo, en las dos próximas subsecciones se presentarán dos observadores, que empleando la medición de tensión en el capacitor, permitirán obtener observadores con dinámica lineal del error. Uno de esos observadores es de orden reducido y el otro de orden completo.

Se presentan ambos observadores pues se puede elegir el empleo de uno u otro en función de la incertidumbre en la medición y el desempeño en función el mismo. Un observador de orden reducido tiene peor desempeño en estado estacionario en presencia ruido de medición de alta frecuencia, sin embargo suele presentar un mejor comportamiento en el transitorio de convergencia. Un observador de orden completo suele presentar un peor desempeño en presencia de incertidumbre de baja frecuencia en la variable medida. [4.31]

4.8 Diseño de un observador de orden reducido

Para el circuito del convertidor elevador de la Figura N° 4.2, se realiza el diseño para estimar la potencia de salida P_0 .

Del sistema de la ecuación 4,9:

$$y = \frac{1}{2} C v_c^2$$

$$\dot{P}_0 = 0$$

$$\dot{y} = i_L u v_c - P_0$$

$$P_0 = i_L u v_c - \dot{y}$$

Se construye el observador, donde g es una constante que pesa el término de corrección.

$$\dot{\hat{P}}_0 = -g (P_0 - \hat{P}_0) \quad (4,22)$$

Reemplazando:

$$\dot{\hat{P}}_0 = -g [(i_L u v_c - \dot{y}) - \hat{P}_0] \quad (4,23)$$

$$\dot{\hat{P}}_0 - g \dot{y} = g (\hat{P}_0 - i_L u v_c) \quad (4,24)$$

Se realiza el cambio de variables:

$$v = \hat{P}_0 - g y$$

$$\dot{v} = g (\hat{P}_0 - i_L u v_c)$$

El observador de orden reducido es:

$$\dot{v} = g[(v + g y) - i_L u v_c] \quad (4,25)$$

4.9 Diseño de observador con dinámica lineal del error

En este punto se establece el diseño de un observador para el convertidor de la Figura N° 4.2.

Con el propósito de evitar usar sensores para medir la potencia de salida, se obtiene la estima de su valor, utilizando observadores de estado. Los observadores se obtienen a partir del diseño de un observador no lineal de estados, que emplea las mediciones de la tensión en el capacitor y la corriente

en el inductor. Además, se obtienen los valores de las constantes involucradas en el observador de estados para utilizarlas en las simulaciones que se realizarán para evaluar su desempeño.

Para construir un observador con dinámica del error lineal, es conveniente hacer el siguiente cambio de variable:

$$\zeta = \frac{1}{2} C v_c^2 \quad (4,26)$$

$$\frac{d\zeta}{dt} = C v_c \frac{dv_c}{dt} \quad (4,27)$$

Reemplazando en la ecuación 4,9, resultan las siguientes ecuaciones dinámicas:

$$\begin{cases} \dot{\zeta} = u i_L v_c - P_0 \\ \dot{P}_0 = 0 \end{cases} \quad (4,28)$$

Tomando a la ecuación 4,15, como la ecuación de salida del sistema, se construye la matriz de “Observabilidad”, de la ecuación 4,8:

$$O = \begin{bmatrix} \frac{\partial \zeta}{\partial v_c} & \frac{\partial \zeta}{\partial P_0} \\ \frac{\partial \dot{\zeta}}{\partial v_c} & \frac{\partial \dot{\zeta}}{\partial P_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C v_c & 0 \\ u i_L & -1 \end{bmatrix} \quad (4,29)$$

Para satisfacer la condición de matriz de rango completo, el sistema será observable para todo $v_c \neq 0$.

A continuación, para evitar medir P_0 , se define el siguiente observador:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\zeta}} &= u i_L v_c - \hat{P}_0 + g_1 (\zeta - \hat{\zeta}) \\ \dot{\hat{P}}_0 &= 0 + g_2 (\zeta - \hat{\zeta}) \end{aligned} \quad (4,30)$$

Donde $\dot{\hat{\zeta}}$, es la derivada de la estima de la salida, ζ , $\dot{\hat{P}}_0$, es la derivada de la estima de la potencia P_0 , \hat{P}_0 , es la estima de la potencia P_0 , $\hat{\zeta}$, es la estima de la salida y, por último, g_1 y g_2 son constantes reales arbitrarias que determinan la dinámica del observador. Estas constantes se obtienen, implementando las siguientes ecuaciones que representan la dinámica del error del observador.

$$e_\zeta = \zeta - \hat{\zeta} \quad (4,31)$$

$$e_{P_0} = P_0 - \hat{P}_0 \quad (4,32)$$

Donde e_z , es el error entre la salida y su estima, e_{P_0} , es el error entre la potencia P_0 y su estima.

La dinámica del error viene dada por:

$$\dot{e}_z = -e_{P_0} - g_1 e_z \quad (4,33)$$

Donde \dot{e}_z , es la derivada del error de la salida,

$$\dot{e}_{P_0} = -g_2 e_z \quad (4,34)$$

Donde \dot{e}_{P_0} , es la derivada del error de la potencia de salida.

Según la ecuación 4,7, para determinar los valores de g_1 y g_2 , se construye la matriz $A_C = (A - K_e C)$, a partir de las ecuaciones 4,24 y 4,25:

$$A_C = \begin{bmatrix} -g_1 & -1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (4,35)$$

Los autovalores de la matriz resultan:

$$\lambda I - A_C = \begin{bmatrix} \lambda + g_1 & 1 \\ g_2 & \lambda \end{bmatrix}$$

$$\det(\lambda * I - A_C) = \lambda^2 + \lambda g_1 - g_2$$

Desarrollando:

$$(\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) = \lambda^2 - (\lambda_1 + \lambda_2)\lambda + \lambda_1 \lambda_2$$

Se obtiene:

$$-(\lambda_1 + \lambda_2) = g_1 \quad (4,36)$$

$$\lambda_1 \lambda_2 = -g_2$$

Eligiendo los polos en $\lambda_1 = -400$ y $\lambda_2 = -600$

Dado que el observador tiene dinámica lineal del error la elección de las ganancias garantiza la convergencia exponencial de las variables estimadas. Sin embargo, tal como sucede en el caso lineal existe un límite máximo para las ganancias que está asociado a la incertidumbre de alta frecuencia que trae aparejada la medición, que en el caso real no es perfecta.

Se arriba a los siguientes valores para las constantes:

$$g_1 = 1.000$$

$$g_2 = -2.400.000$$

(4,37)

4.10 Simulaciones con el observador conectado

Se presentan simulaciones para el convertidor de la Figura N° 4.2, con el observador de estado, diseñado en el punto 4.9, para evaluar el comportamiento de este, cuando se lo compara con el control donde se midieron las variables. Para las simulaciones, se establecen los mismos valores en los parámetros del circuito y se establece el mismo salto de potencia, que en el caso sin observador conectado. Los valores de las constantes g_1 y g_2 , son las obtenidas en el punto anterior.

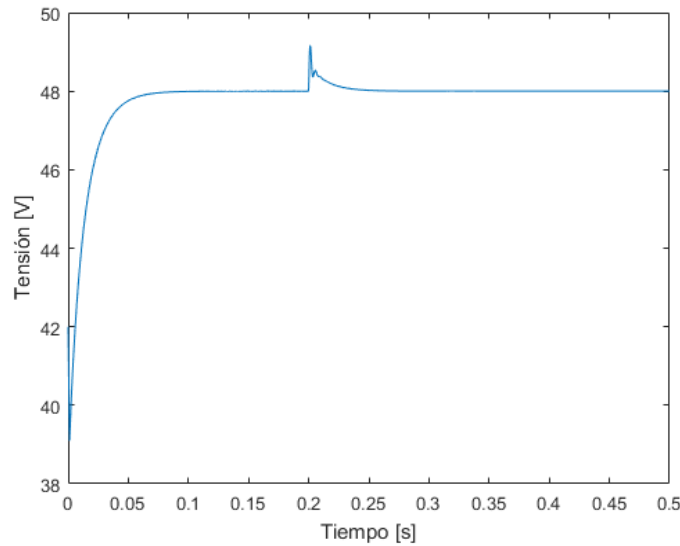


Figura N° 4.9. Tensión de salida

La Figura N° 4.9, muestra la evolución de la tensión de salida en el capacitor para los dos estados de carga. Se puede observar el buen desempeño de la estrategia propuesta, independientemente del salto de potencia que demanda la carga, el controlador permite recuperar el valor de la tensión de salida que corresponde a la referencia preestablecida, evolucionando durante un transitorio controlado hasta alcanzar el nuevo régimen estacionario.

En la Figura N° 4.10, se grafica la corriente en el inductor, en función del tiempo.

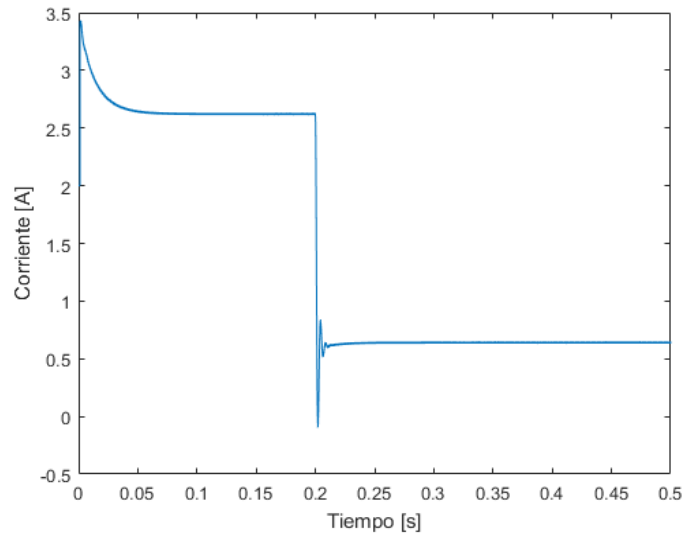


Figura N° 4.10. Corriente en el inductor

La Figura N° 4.11, muestra la acción del control u en función del tiempo, donde se verifica el alcance y permanencia en la superficie de conmutación.

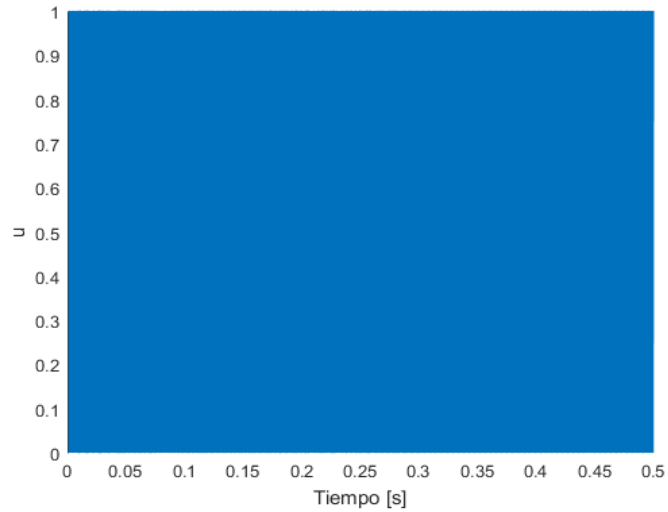


Figura N° 4.11. Gráfico del control u

En la Figura N° 4.12, se grafica el perfil de potencia de salida establecido como perturbación.

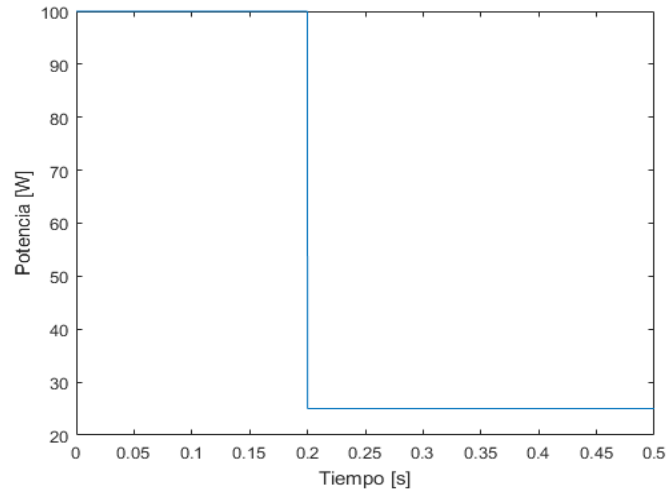


Figura N° 4.12. Perfil de potencia de salida

Para que resulte más sencillo verificar el buen comportamiento del observador, la Figura N° 4.13, ilustra el error de estimación de la potencia de salida, mediante la gráfica de la diferencia entre el salto de potencia de la carga y su estima.

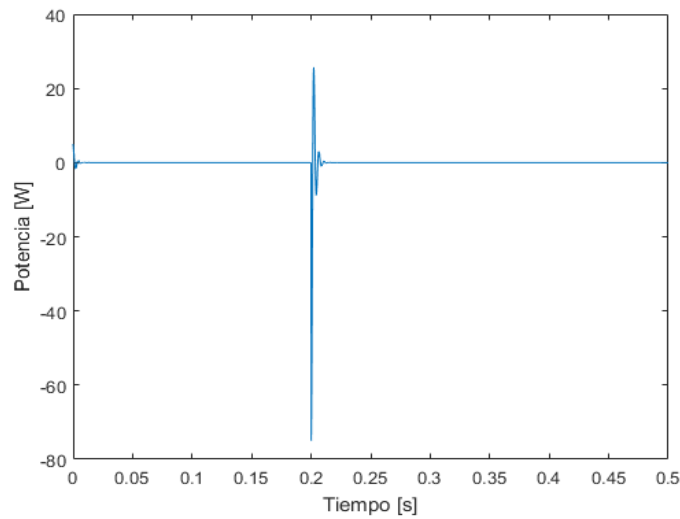


Figura N° 4.13. Diferencia entre la potencia de salida y su estima.

En la Figura N° 4.14, se muestra la evolución de las variables de estado del controlador, graficadas en el plano i_L - v_C .

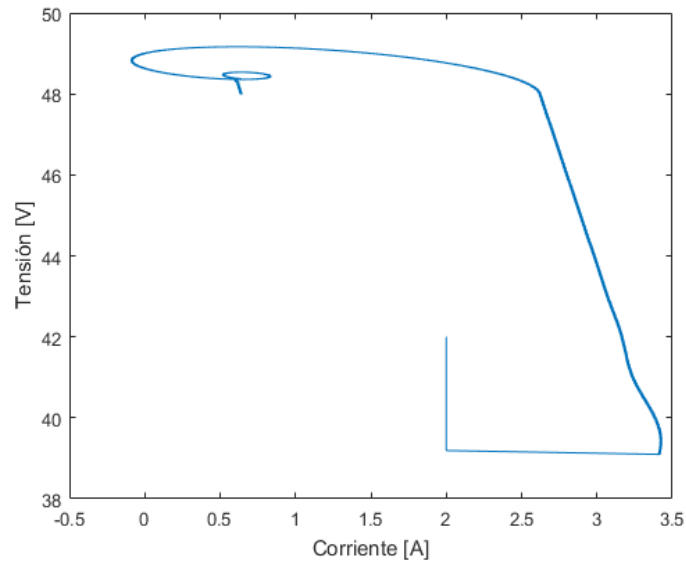


Figura N° 4.14. Evolución de las variables de estado

En las siguientes figuras, se muestra la incidencia del valor de la constante K , en la tensión de salida del convertidor. En la Figura N° 4.15, se muestra la incidencia del valor de la constante K , con color azul se representa la evolución de la tensión de salida para un valor de $K = 0,3$ y en color rojo para un valor de $K = 0,1$.

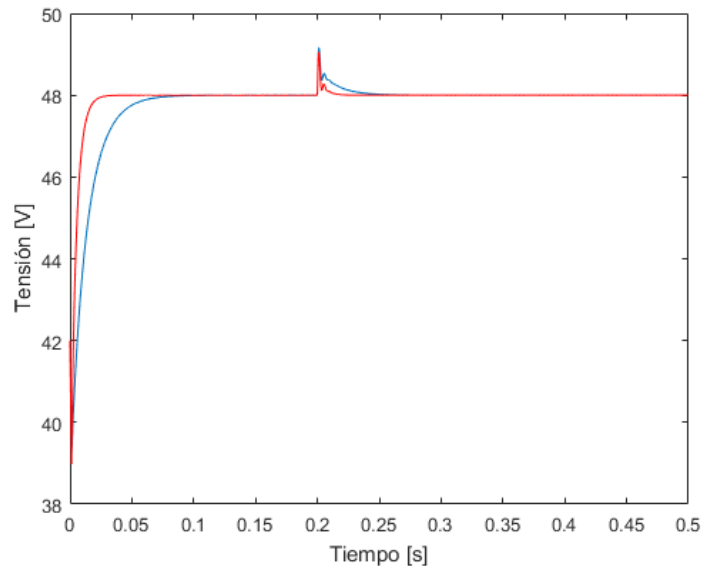


Figura N° 4.15. Incidencia del valor de K en la tensión de salida

En la Figura N° 4.16, con color azul se representa la evolución de la tensión de salida para un valor de $K = 1$ y en color rojo para un valor de $K = 0,75$.

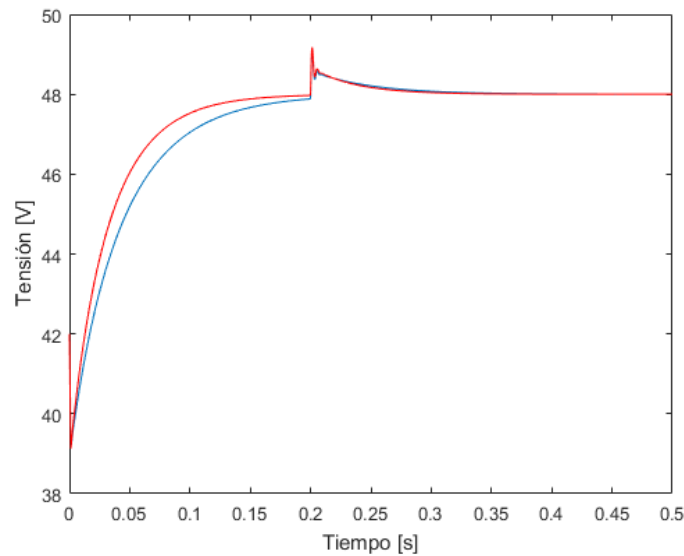


Figura N° 4.16. Tensión de salida para $K = 1$ (azul) y $K = 0,75$ (rojo)

4.11 Conclusiones del capítulo 4

Para cumplir con el objetivo del capítulo, se utilizó un convertidor del tipo elevador, controlado por modo deslizante. Este controlador mejora su desempeño a partir de la compensación feedforward de la potencia de carga. Para evitar medirla se estima su valor, empleando un observador no lineal. Es el valor estimado el que se emplea en la ley de control.

Los resultados demuestran que es posible el empleo de observadores ya que, con ellos se logra un correcto control de la tensión de salida del convertidor. Esto permitirá desarrollar esta estrategia en el siguiente capítulo para controlar la tensión de salida de la batería de celdas de combustible.

4.12 Referencias del capítulo 4

- [4.1] Howell, A., & Hedrick, J. K. (2002, May). Nonlinear observer design via convex optimization. In Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No. CH37301) (Vol. 3, pp. 2088-2093). IEEE.
- [4.2] Hovakimyan, N., Calise, A. J., & Madyastha, V. K. (2002, December). An adaptive observer design methodology for bounded nonlinear processes. In Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002. (Vol. 4, pp. 4700-4705). IEEE.
- [4.3] Kazantzis, N., & Wright, R. A. (2005). Nonlinear observer design in the presence of delayed output measurements. *Systems & control letters*, 54(9), 877-886.

- [4.4] Rajamani, R., & Cho, Y. (1995, December). Observer design for nonlinear systems: stability and convergence. In Proceedings of 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control (Vol. 1, pp. 93-94). IEEE.
- [4.5] Busawon, K. K., & Saif, M. (1999). A state observer for nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(11), 2098-2103.
- [4.6] Jeong, C. S., Yaz, E., Bahakeem, A., & Yaz, Y. (2006). Nonlinear observer design with general criteria. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 2(4), 693-704.
- [4.7] Ogata, K., & Yang, Y. (2002). *Modern control engineering* (Vol. 4). London
- [4.8] Wang, W., & Gao, Z. (2003, June). A comparison study of advanced state observer design techniques. In Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003. (Vol. 6, pp. 4754-4759). IEEE.
- [4.9] Zhang, H., Lewis, F. L., & Das, A. (2011). Optimal design for synchronization of cooperative systems: state feedback, observer and output feedback. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(8), 1948-19
- [4.10] Besançon, G. (2000). Remarks on nonlinear adaptive observer design. *Systems & control letters*, 41(4), 271-280.
- [4.11] Kravaris, C., Sotiropoulos, V., Georgiou, C., Kazantzis, N., Xiao, M., & Krener, A. J. (2004, June). Nonlinear observer design for state and disturbance estimation. In Proceedings of the 2004 American Control Conference (Vol. 4, pp. 2931-2936). IEEE.
- [4.12] Wang, J., & Howe, D. (2008). A power shaping stabilizing control strategy for DC power systems with constant power loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6), 2982-2989.
- [4.13] Cespedes, M., Xing, L., & Sun, J. (2011). Constant-power load system stabilization by passive damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(7), 1832-1836.
- [4.14] Zhao, Y., Qiao, W., & Ha, D. (2013). A sliding-mode duty-ratio controller for DC/DC buck converters with constant power loads. *IEEE Transactions on industry Applications*, 50(2), 1448-1458.

- [4.15] Rahimi, A. M., & Emadi, A. (2009). Active damping in DC/DC power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5), 1428-1439.
- [4.16] Smithson, S. C., & Williamson, S. S. (2012, October). Constant power loads in more electric vehicles-an overview. In *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 2914-2922). IEEE.
- [4.17] Smithson, S. C., & Williamson, S. S. (2012, October). Constant power loads in more electric vehicles-an overview. In *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 2914-2922). IEEE.
- [4.18] Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C. H., & Williamson, G. A. (2006). Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 55(4), 1112-1125.
- [4.19] Rivetta, C. H., Emadi, A., Williamson, G. A., Jayabalan, R., & Fahimi, B. (2006). Analysis and control of a buck DC-DC converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(2), 559-572.
- [4.20] Strunz, K., Abbasi, E., & Huu, D. N. (2013). DC microgrid for wind and solar power integration. *IEEE Journal of emerging and selected topics in Power Electronics*, 2(1), 115-126.
- [4.21] Kwasinski, A., & Onwuchekwa, C. N. (2010). Dynamic behavior and stabilization of DC microgrids with instantaneous constant-power loads. *IEEE Transactions on power electronics*, 26(3), 822-834.
- [4.22] Becker, D. J., & Sonnenberg, B. J. (2011, October). DC microgrids in buildings and data centers. In *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)* (pp. 1-7). IEEE.
- [4.23] Tahim, A. P., Pagano, D. J., & Ponce, E. (2012, December). Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc microgrids. In *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)* (pp. 3068-3073). IEEE.

- [4.24] Kakigano, H., Miura, Y., & Ise, T. (2012). Distribution voltage control for DC microgrids using fuzzy control and gain-scheduling technique. *IEEE transactions on power electronics*, 28(5), 2246-2258.
- [4.25] Restrepo, C., Ramos-Paja, C. A., Giral, R., Calvente, J., & Romero, A. (2012). Fuel cell emulator for oxygen excess ratio estimation on power electronics applications. *Computers & Electrical Engineering*, 38(4), 926-937.
- [4.26] Gensior, A., Woywode, O., Rudolph, J., & Guldner, H. (2006). On differential flatness, trajectory planning, observers, and stabilization for DC–DC converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 53(9), 2000-2010.
- [4.27] León, A. E., Solsona, J. A., Busada, C., Chiacchiarini, H., & Valla, M. I. (2009). High-performance control of a three-phase voltage-source converter including feedforward compensation of the estimated load current. *Energy Conversion and Management*, 50(8), 2000-2008.
- [4.28] Leon, A. E., Solsona, J. A., & Valla, M. I. (2010). Exponentially convergent estimator to improve performance of voltage source converters. *IET power electronics*, 3(5), 668-680.
- [4.29] Lai, B. W., & Sims, C. S. (1990). Disturbance rejection and tracking using output feedforward control. *IEEE transactions on Automatic Control*, 35(6), 749-752.
- [4.30] He, W., Ortega, R., Machado, J. E., & Li, S. (2019). An Adaptive Passivity-Based Controller of a Buck-Boost Converter with a Constant Power Load. *Asian Journal of Control*, 21(1), 581-595.
- [4.31] Leon, A. E., & Solsona, J. A. (2010). On state estimation in electric drives. *Energy Conversion and Management*, 51(3), 600-605.

CAPÍTULO 5. Control de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible

5.1 Resumen del capítulo 5

Habiendo visto en los capítulos anteriores con diversos ejemplos, el correcto desempeño que le otorgan a los convertidores el control por deslizamiento y la utilización de observadores de estado, son estas estrategias las que se mejoran y deciden aplicar en este capítulo.

Se analiza la estrategia elegida para controlar un convertidor de cc-cc tipo elevador, que alimenta tanto a una carga resistiva variable como a una carga de potencia constante. La fuente primaria consiste en una batería de celdas de combustible del tipo de membrana polimérica de baja temperatura (PEM), modelo Nexa.

Para reducir los costos en los componentes del convertidor, se propone un filtro de entrada con múltiples etapas LCL, en lugar de utilizar un solo inductor. Esto, además, permitirá lograr los niveles de ripple deseados con un volumen menor en los componentes del filtro.

Las principales razones que justifican el empleo de un filtro LCL en la etapa de entrada pueden encontrarse en [5.1]

Sin embargo, es claro que esto provoca un modelo dinámico de mayor orden, razón por la que es necesario considerar diferentes aspectos en la estrategia de control que se utiliza en el control de esta nueva topología.

La estrategia empleada para el control del convertidor es de modo deslizante. En un primer caso, sin pérdida de generalidad se considera una resistencia como carga a ser alimentada. Si bien esta es una carga lineal, la misma se considerará variable y se usarán estrategias de compensación feedforward para mejorar el desempeño en presencia de variaciones de la carga. En segundo lugar, se considera una carga de potencia constante.

Para evitar medir el valor de resistencia en la carga y de esta manera disminuir la complejidad y costo del convertidor, se diseña un observador que estima su valor a partir de la medición de la tensión de salida.

Los resultados obtenidos mediante simulaciones, al variar distintos parámetros de los componentes del circuito, sirven para la construcción de un prototipo experimental que se presentará en el capítulo siguiente.

5.2 Descripción de la batería de celdas de combustible

La batería de celdas modelo Nexa, que se muestra en la Figura N° 5.1, se alimenta de hidrógeno y aire y entrega una tensión de corriente continua. Está constituida por una batería de celdas unitarias y los equipos auxiliares que proveen el hidrógeno, el aire oxidante y el aire de enfriamiento. Posee sensores incorporados para monitorear el rendimiento y una placa de control con un microprocesador para lograr un funcionamiento totalmente automático. También posee un sistema de seguridad para permitir su funcionamiento en lugares cerrados [5.2].

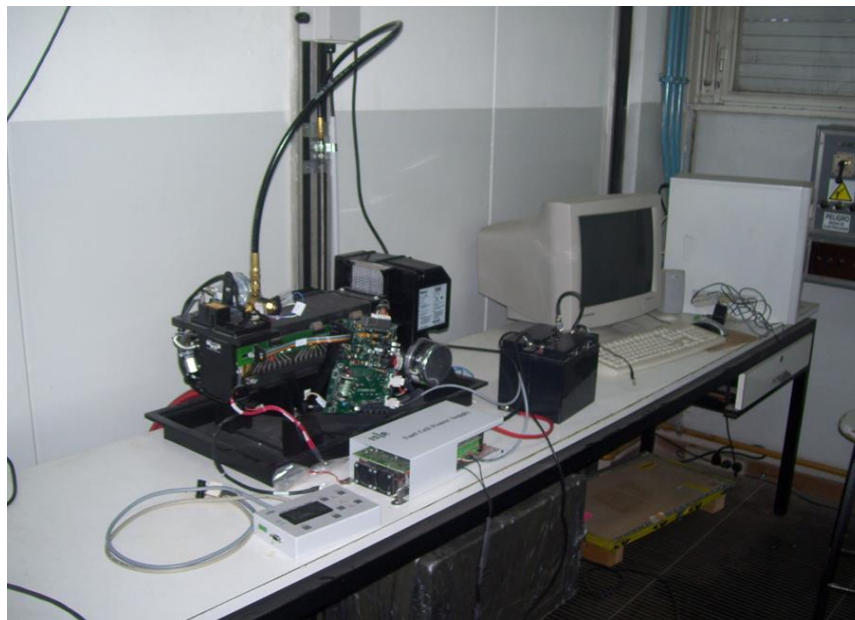


Figura N° 5.1. Instalación de la celda Nexa 1200

La Figura N° 5.2, muestra un diagrama esquemático de la celda, donde las líneas punteadas indican el límite de los componentes que la forman, se muestran también las conexiones más importantes que sirven de interfaces, las cuales permiten establecer comunicaciones con una computadora a través de un puerto serial [5.2].

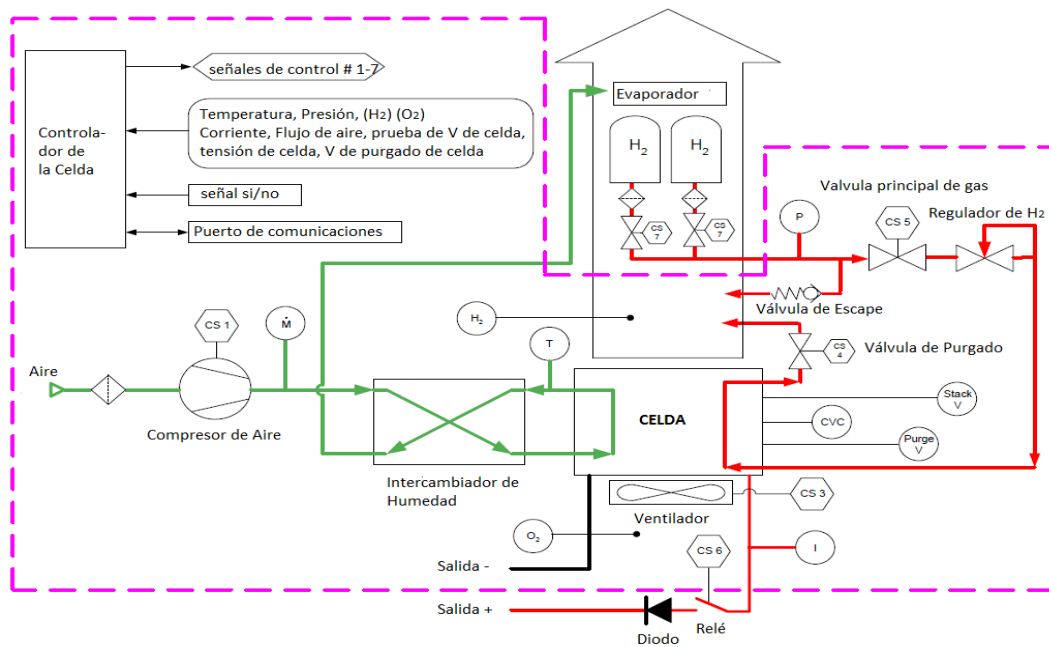


Figura N° 5.2. Diagrama esquemático de la batería de celdas y los equipos auxiliares.

La celda provee una potencia nominal de 1.200 W. La tensión de salida de cada celda unitaria varía con la corriente, como se muestra en la Figura N° 5.3 por lo tanto, la tensión de la batería de celdas varía en un rango que va de 43 V en vacío y a 26 V a plena carga [5.3].

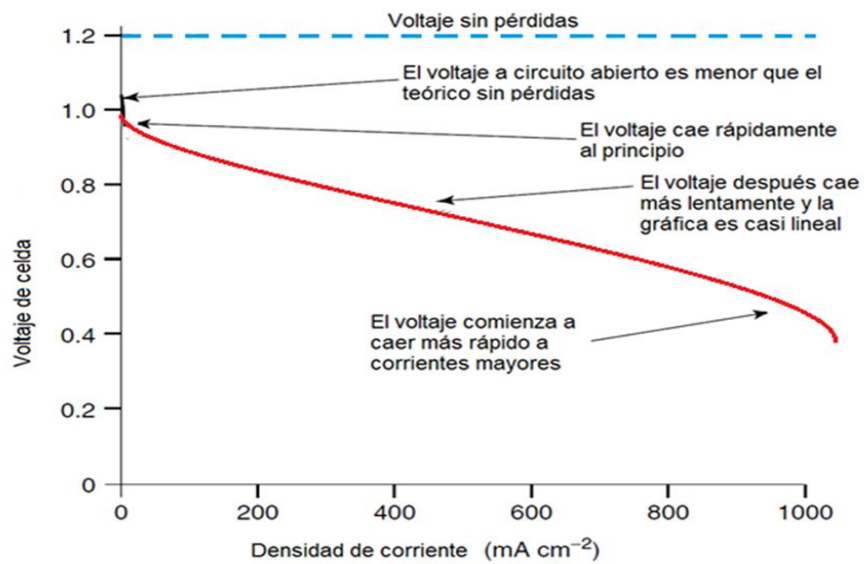


Figura N° 5.3. Tensión de salida de la celda

Durante la operación, se verifica la tensión de la batería de celdas como parte de un control y diagnóstico con fines de tener seguridad. Al mismo tiempo, se verifica la tensión de los pares de celda en forma individual mediante una tensión denominada “probador de tensión de celda” (CVC) y de esta manera se detectan anomalías. La celda se apaga si se detectan fallas o se verifican condiciones inseguras de funcionamiento.

El equipo está diseñado para funcionar con gas hidrógeno puro. No se requiere la humidificación del combustible. El hidrógeno puede abastecerse a una presión que va desde 70 a 1.720 kPa (10 a 250 psig).

5.3 Circuito eléctrico del convertidor y su control para una carga resistiva

Un aspecto a considerar en el diseño de convertidores cc-cc, es la disminución del costo de sus componentes, por medio de la utilización de filtros con más de una etapa. Por ese motivo es posible reemplazar el filtro L de entrada por un filtro LCL, de modo de que sea posible mantener el valor de un ripple especificado con un filtro de menor volumen [5.4].

Los filtros LCL, han sido muy utilizados en las etapas de salida de los convertidores, sin embargo al incrementar el orden del sistema algunos problemas de inestabilidad pueden aparecer [5.5 – 5.8].

La Figura N° 5.4, muestra el circuito convertidor de cc-cc elevador con filtro LCL a la entrada, que se propone para acondicionar la tensión de salida de la batería de celdas y que alimenta una carga variable.

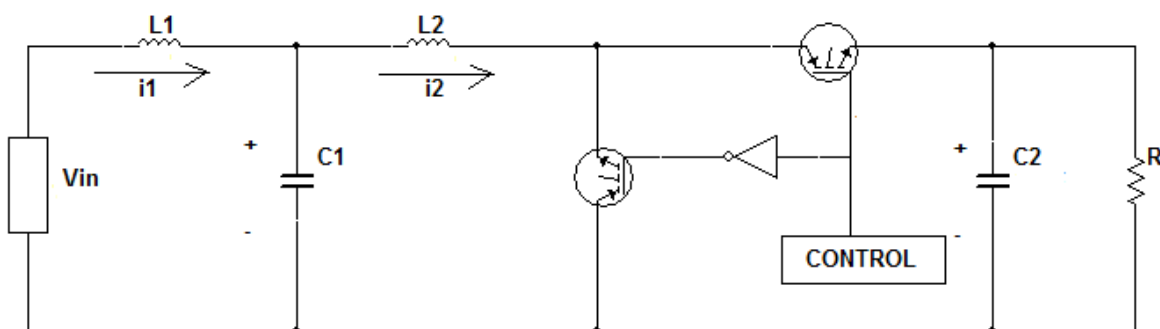


Figura N° 5.4. Convertidor elevador con filtro LCL

Considerando este modelo, es posible plantear el modelo de estados promediados para el convertidor elevador, cuya ecuación de estado resulta:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \dot{i}_1 = V_{in} - v_{C1} \\ L_2 \dot{i}_2 = v_{C1} - u v_{C2} \\ C_2 v_{C2} = u i_2 - \frac{v_{C2}}{R} \\ C_1 v_{C1} = i_1 - i_2 \end{array} \right. \quad (5,1)$$

Donde, V_{in} representa la tensión de salida de la batería de celdas en función de la corriente entregada por la misma y se modela mediante la función vista en el capítulo 4, ecuación (4,11) [5.9]; i_1 es la corriente de salida de la batería de celdas y coincide con la corriente que se establece en la inductancia de valor L_1 , i_2 es la corriente en la inductancia L_2 , v_{C1} es la tensión en el capacitor C_1 , v_{C2} es la tensión en el capacitor C_2 y se corresponde con la tensión de salida del convertidor. Por último, R representa el valor de resistencia de la carga.

5.4 Superficie de control

Según el caso de aplicación, diferentes superficies han sido formuladas para diseñar controladores aplicados a convertidores electrónicos de potencia. Recientes ejemplos que validan esta aseveración se encuentran en [5.10 – 5.14].

En nuestro caso, la superficie propuesta para la estrategia de control por modo deslizante, es la expresada en la ecuación 5,2, basada en un balance de potencia desarrollada en el convertidor.

$$h(x) = K[(i_{2REF} - i_2)v_{C1} - (V_{in} - v_{C1}) * i_1] \quad (5,2)$$

Donde K , es una constante arbitraria, y para obtener el valor de la referencia de la corriente, i_{2REF} , se realiza el siguiente balance de potencia:

$$\frac{v_{C2REF}^2}{R} = v_{C1} i_2 \quad (5,3)$$

$$i_{2REF} = \frac{v_{C2REF}^2}{v_{C1} R} \quad (5,4)$$

En la ecuación 5,4, v_{C2REF} , es la tensión de referencia en el capacitor C_2 establecida para la salida del convertidor.

Según se expuso en el capítulo 3, para la superficie de deslizamiento se plantea el control u , como:

$$\left\{ \begin{array}{l} u = 1, \quad si \ h(x) > 0 \\ u = 0, \quad si \ h(x) < 0 \end{array} \right. \quad (5,5)$$

El objetivo del control es obtener una tensión constante a la salida igual a v_{C2REF} . Además, para obtener la referencia de la corriente i_{2REF} , es necesario conocer el valor de v_{C1} y el valor de resistencia de la carga, R . Para evitar la medición del valor de R , se implementa un observador con dinámica del error lineal que permitirá estimar dicho valor, el cual se considerará variable.

Diferentes formas de estimar la carga para distintos modelos de la misma han sido propuestos. (Ver [5.15], [5.16], y referencias en esos trabajos).

Debido a que la velocidad de convergencia del observador puede fijarse en forma arbitraria, con una dinámica exponencial, el control basado en observador presentará un desempeño muy similar a aquél que se obtiene con el conocimiento de la carga, salvo por el breve transitorio de convergencia.

Si se denomina G a la conductancia, como la inversa del valor de la resistencia R , y G_e a su valor estimado, finalmente, la superficie propuesta toma el siguiente valor:

$$h(x) = K[(v_{C2REF}^2 G_e - i_2 v_{C1}) - (V_{in} - v_{C1}) i_1] \quad (5,6)$$

Para la elección del parámetro K de la ecuación 5,6, se utiliza la condición establecida para el modo del control equivalente, vista en el capítulo 3. Con lo cual, para que el sistema se encuentre en régimen deslizante se debe cumplir:

$$0 < u_{eq} < 1$$

El valor del control equivalente es aquel que se obtiene al igualar a cero la derivada temporal de la superficie.

$$u_{eq} = \left(\frac{v_{C1}^2}{v_{C2}} + \frac{1}{K} \right) \frac{L_2}{L_1} \frac{1}{v_{C2}} (V_{in} - v_{C1})^2 + \frac{L_2}{C_1 * v_{C2}} (i_2 - i_1) \left(i_{2REF} - i_2 + \frac{i_1}{K} \right) \quad (5,7)$$

5.5 Observador

Para estimar el valor de la resistencia de la carga, se diseña un observador y de este modo, se evita el empleo de sensores para la medición. Según lo estudiado en el capítulo 4, se propone emplear el observador no lineal de estados, que se rige por la siguiente ecuación dinámica:

$$\begin{cases} v_{C2e} \dot{=} \frac{1}{C_2} (i_2 u - v_{C2} G_e) + g_1 (v_{C2} - v_{C2e}) \\ \dot{G}_e = g_2 (v_{C2} - v_{C2e}) \end{cases} \quad (5,8)$$

Donde, v_{C2e} es la estima de la tensión en el capacitor C_2 y G_e es la estima de la inversa de la resistencia de carga, mientras que g_1 y g_2 son valores reales arbitrarios que determinan la dinámica

del error de estimación. En lugar de la resistencia se estimará su inversa, la conductancia, que ingresa en el numerador de la ecuación.

De la ecuación 5,1, se tiene:

$$v_{C2} = \frac{1}{C_2} (i_2 u - v_{C2} G) \quad (5,9)$$

$$\dot{G} = 0$$

Restando las ecuaciones 5,9 de la 5,8 y llamando error, a la diferencia entre el valor real y su estima:

$$e_{v_{C2}} = (v_{C2} - v_{C2e})$$

$$e_{Ge} = G - G_e$$

Se obtienen las ecuaciones del error:

$$\dot{e}_{v_{C2}} = -\frac{1}{C_2} * v_{C2} e_{Ge} - g_1 e_{v_{C2}}$$

$$\dot{e}_{Ge} = -g_2 e_{v_{C2}}$$

Para garantizar la convergencia a cero del error de estimación, los valores de g_1 y g_2 , calculados empleando técnicas de Lyapunov, resultan:

Matriz A_c

$$A_c = \begin{bmatrix} -g_1 & -\frac{1}{C_2} v_{C2} \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix}$$

Matriz $\lambda I - (A_c)$:

$$\lambda I - (A_c) = \begin{bmatrix} \lambda + g_1 & \frac{1}{C_2} v_{C2} \\ g_2 & \lambda \end{bmatrix}$$

Desarrollando el determinante:

$$\Delta (\lambda I - (A_c)) = \lambda^2 + \lambda g_2 - \frac{g_2}{C_2} v_{C2} = \lambda^2 - (\lambda_1 + \lambda_2) \lambda + \lambda_1 \lambda_2$$

$$-(\lambda_1 + \lambda_2) = g_1$$

$$\lambda_1 \lambda_2 = -g_2 \frac{v_{C2}}{C_2}$$

Eliendo los polos en $-4.000.000$ y $-6.000.000$, resulta:

$$g_1 = 10^7$$

$$g_2 = -24 \cdot 10^{12} \frac{C_2}{v_{C2}}$$

5.6 Simulaciones

La Figura N° 5.6, muestra el modelo implementado para obtener las simulaciones que describen el comportamiento de la estrategia de control propuesta. Los valores de los parámetros utilizados son: $C_1= 10 \mu\text{F}$, $C_2= 100 \mu\text{F}$, $L_1= 1 \text{ mH}$, $L_2= 1 \text{ mH}$, $g_1= 10^7$, $g_2=-24 \cdot 10^{12} \frac{C_2}{v_{C2}}$, el valor de la resistencia de carga al comienzo de la simulación es de 40Ω , para luego de transcurridos $0,3 \text{ s}$, cambiar a 20Ω , y $v_{C2\text{REF}}= 150\text{V}$. Las condiciones iniciales se establecieron en: $v_{C2} = 50 \text{ V}$, $G = 0,11 \Omega^{-1}$, $v_{C1} = 40 \text{ V}$, $i_1 = 14 \text{ A}$ e $i_2 = 15 \text{ A}$.

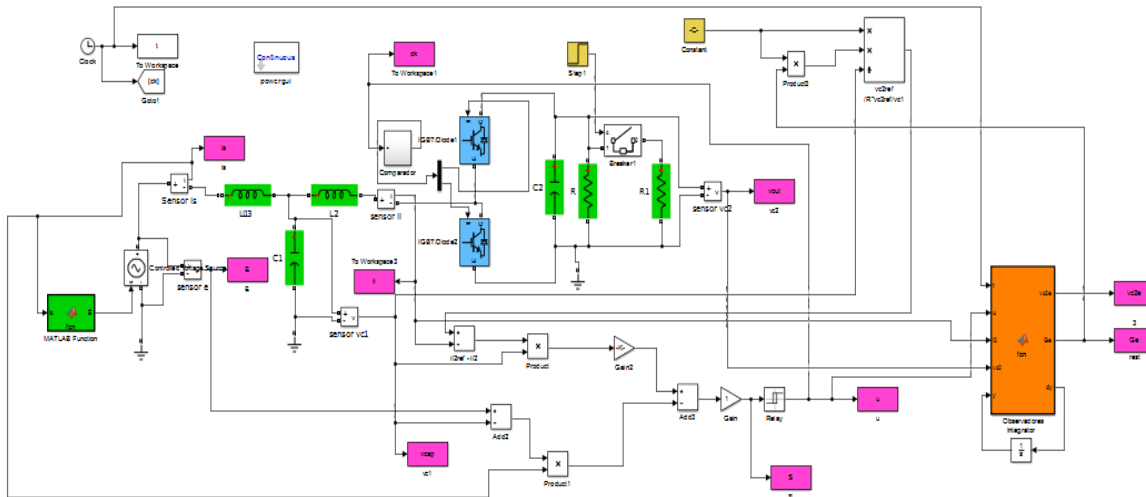


Figura N° 5.6. Modelo del convertidor

5.6.1 Gráfico de la tensión de salida

La Figura N° 5.7, muestra la tensión de salida del convertidor en función del tiempo. Se observa que el convertidor alcanza la tensión de referencia fijada, y luego de un pequeño transitorio al producirse la perturbación ocasionada por el cambio de valor de la resistencia de carga en $t = 0,3 \text{ s}$, muestra un correcto desempeño.

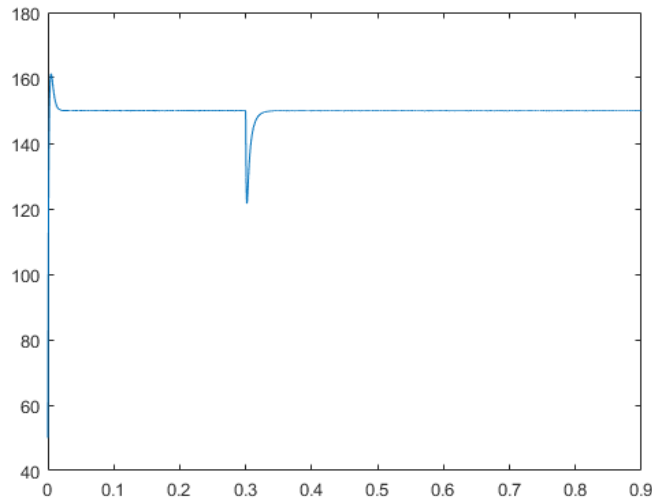


Figura N° 5.7. Tensión de salida del convertidor

5.6.2 Gráfico de las corrientes en las inductancias

La Figura N° 5.8, presenta la forma de onda de las corrientes en las inductancias, en color azul se muestra la corriente por la inductancia L_1 y en color rojo la corriente por la inductancia L_2 . Con el propósito de apreciar mejor los valores que toman las mismas, la corriente en L_2 se desplaza en el gráfico, aplicándole un valor constante de 15 A.

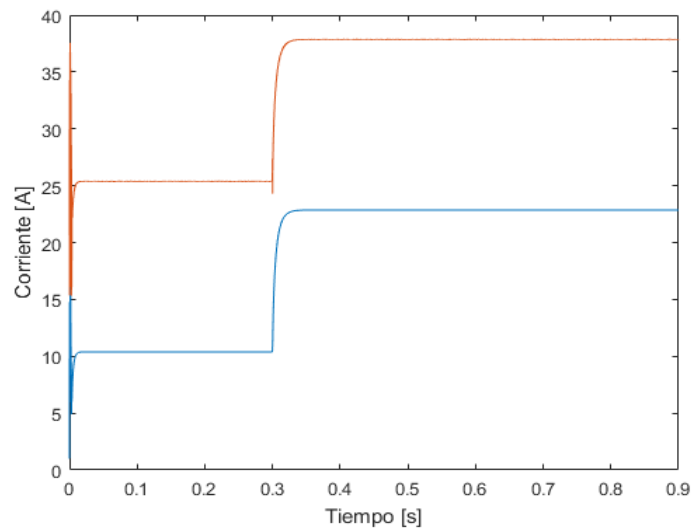


Figura N° 5.8. Corrientes en L_1 y L_2

Obviamente, si se restan los 15 A, puede verse que ambas corrientes en el régimen permanente deberían ser iguales. Esto es lo que sucede, ya que como puede observarse en la Figura N° 5.9, el error entre ambas corrientes es igual a cero.

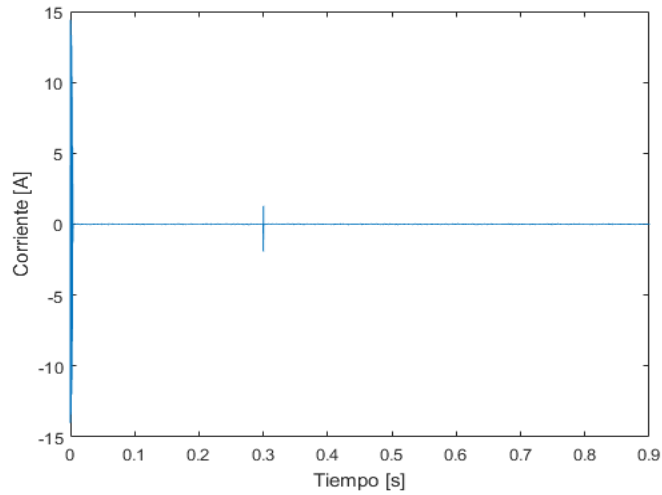


Figura N° 5.9. Diferencia entre las corrientes por L_1 y L_2 .

5.6.3 Gráfico de las potencias

La Figura N° 5.10, compara la potencia de entrada y la potencia de salida. La potencia de entrada se grafica en color azul y la potencia de salida en color rojo. Como puede verse, se cumple que, en estado permanente ambas son iguales, variando ambas desde un valor de 562,5 W a 1.125 W. En esa curva, se observa como el valor estimado converge a los valores verdaderos de la carga.

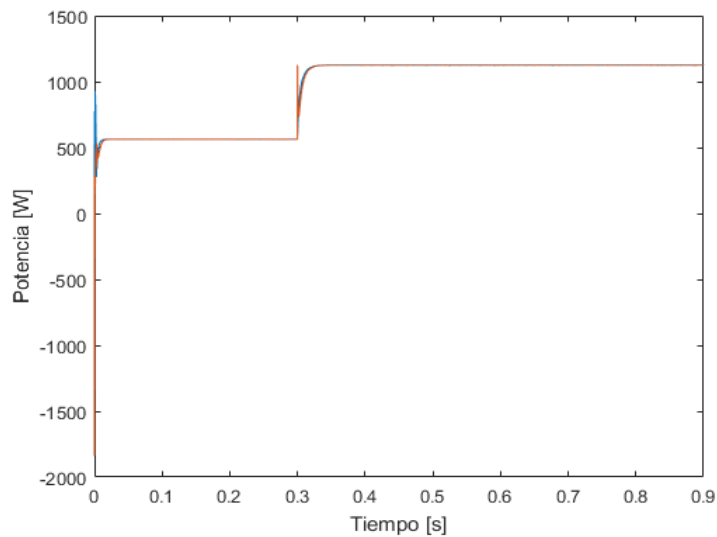


Figura N° 5.10. Valores de la potencia de entrada y salida

5.6.4 Gráfico del estimador de la carga

La Figura N° 5.11, muestra el valor de la estima de la inversa de la resistencia de la carga G_e , presentando el valor de $0,025 \Omega^{-1}$ antes de la perturbación y de $0,05 \Omega^{-1}$ luego de la misma, evidenciando el correcto funcionamiento del estimador adoptado.

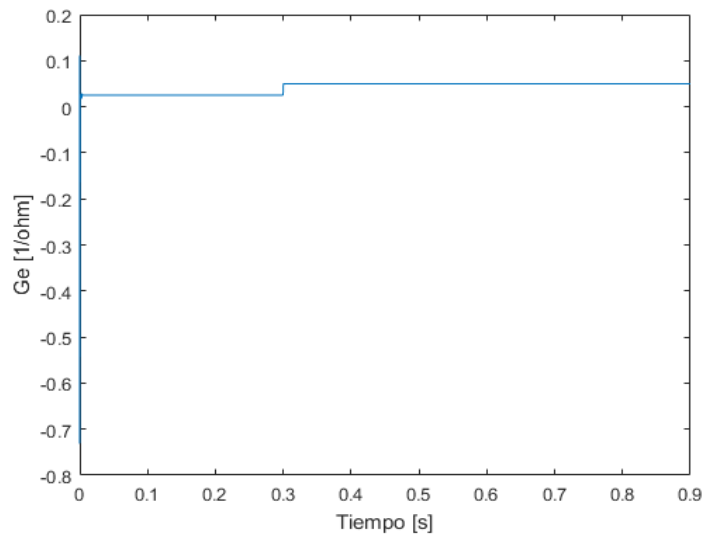


Figura N° 5.11. Estima de la inversa de la resistencia de la carga

Al principio se estima un valor negativo, esto se debe a la dinámica del observador, pero esto no representa ningún inconveniente, ya que se converge a los valores correctos.

5.6.5 Gráficos de la tensión de entrada

Los valores que toma la tensión de entrada al convertidor en función del tiempo se presentan en la Figura N° 5.12. Esta tensión coincide con la tensión de salida de la batería de celdas de combustible.

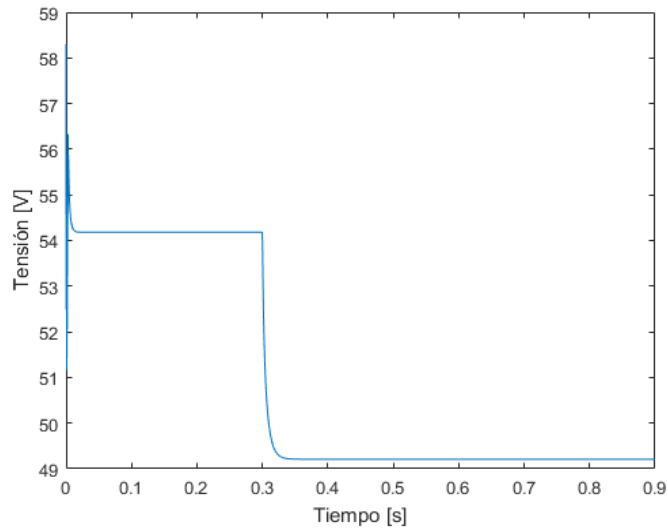


Figura N° 5.12. Tensión de entrada al convertidor en función del tiempo

En la Figura N° 5.13, se muestra la curva característica de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible y de entrada al convertidor en función de la corriente entregada, coincidente con la corriente de entrada al convertidor. Se puede una relación similar entre la tensión y la corriente, que la observada en la Figura N° 4.3 del capítulo 4, donde se graficó el comportamiento del modelo de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible.

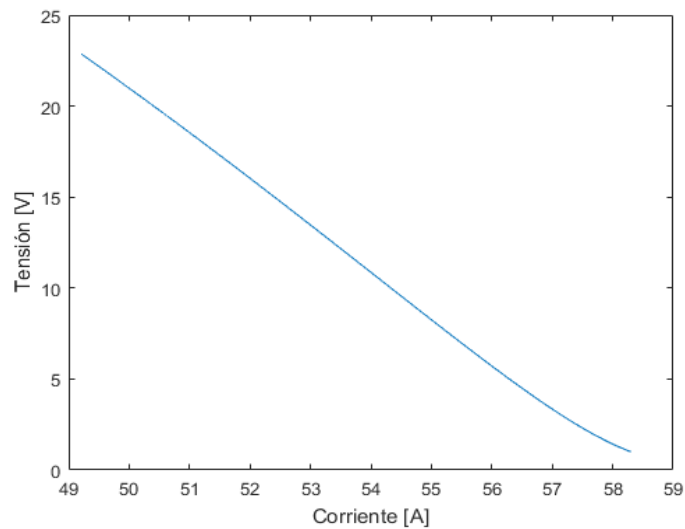


Figura N° 5.13. Tensión de entrada en función de la corriente

5.7 Comportamiento del controlador ante variaciones paramétricas

A continuación, se aplican variaciones a los valores de los distintos componentes del convertidor. Se producen variaciones para la tensión de referencia, estableciendo valores menores y mayores a la utilizada previamente, luego se implementa un cambio para el valor de la resistencia de la carga y por último se adoptan otros valores para los componentes del filtro LCL. Mediante los gráficos obtenidos con las simulaciones, se verifica el buen comportamiento del control.

5.7.1 Cambio de la tensión de referencia

En la Figura N° 5.14, se muestra el comportamiento de la tensión de salida del convertidor para una referencia $V_{C2REF} = 75$ V. Se observa, que al producirse el cambio del valor de la resistencia de la carga para $t = 0,3$ s, se produce un pequeño transitorio, recuperando luego el valor establecido.

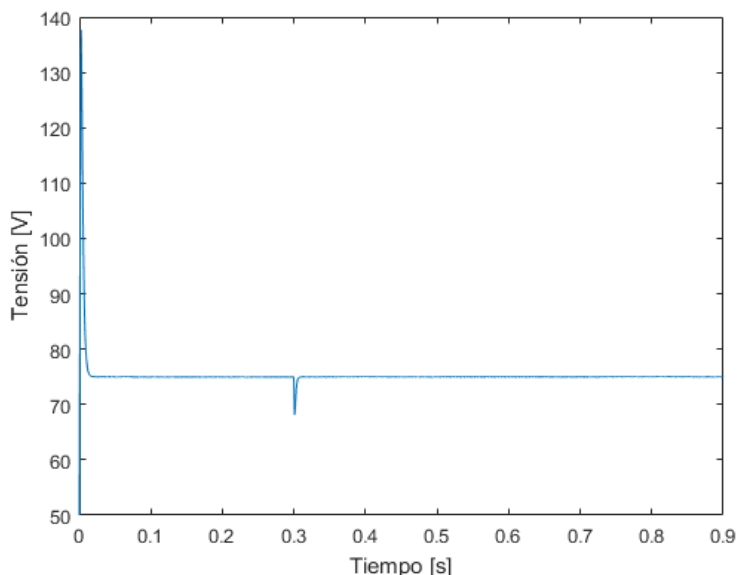


Figura N° 5.14. Tensión de salida para una referencia de 75 V

La Figura N° 5.15, presenta la forma de onda de las corrientes en las inductancias, en color azul se muestra la corriente por la inductancia L_1 y en color rojo la corriente por la inductancia L_2 . Con el propósito de apreciar mejor los valores que toman las mismas, la corriente en L_2 se desplaza en el gráfico, aplicándole un valor constante de 15 A.

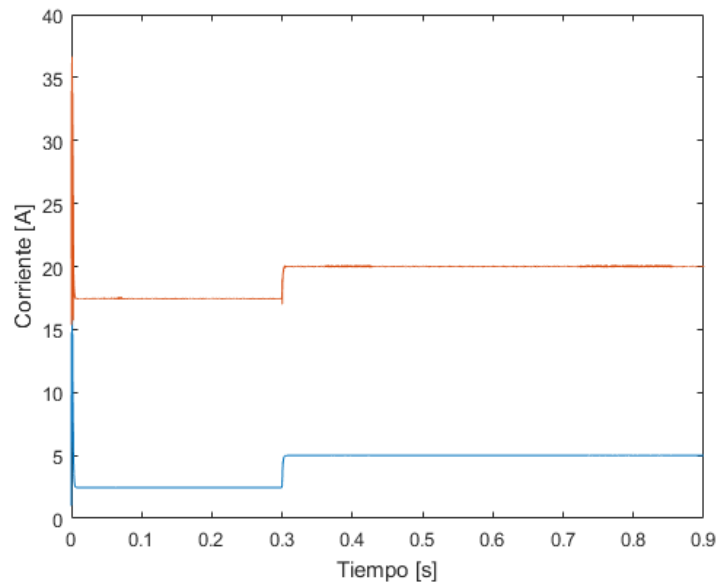


Figura N° 5.15. Corrientes por las inductancias L_1 y L_2

En la Figura N° 5.16, se observa que el error entre ambas corrientes es igual a cero.

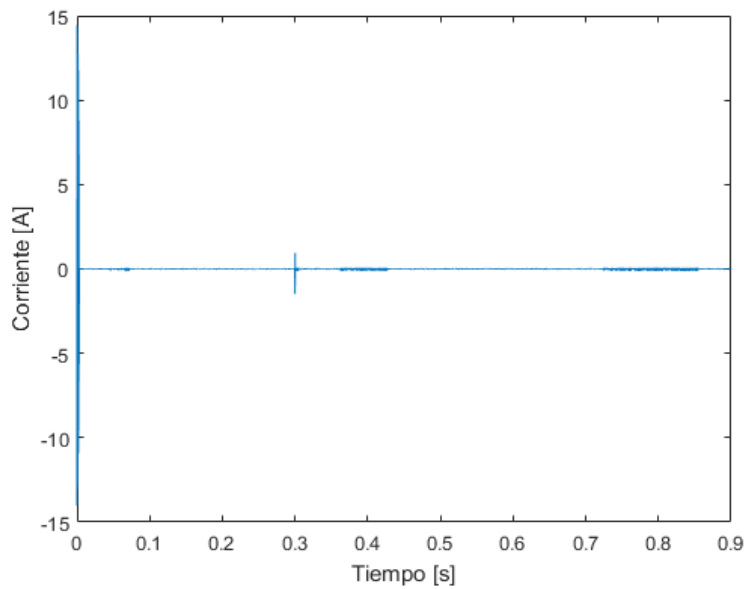


Figura N° 5.16. Diferencia entre las corrientes por L_1 y L_2

La Figura N° 5.17, muestra el comportamiento de la tensión de salida, para una tensión de referencia, $v_{C2REF} = 175$ V. Se observa que el control logra mantener el valor fijado para la tensión de salida y luego del transitorio provocado por el cambio de valor de la resistencia de carga, el control retoma el valor de referencia.

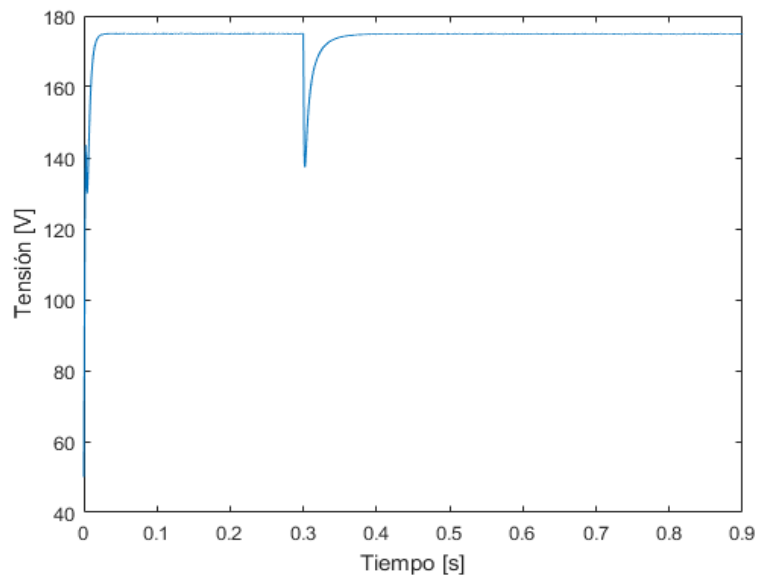


Figura N° 5.17. Tensión de salida para una referencia de 175V

La Figura N° 5.18, presenta la forma de onda de las corrientes en las inductancias, en color azul se muestra la corriente por la inductancia L_1 y en color rojo la corriente por la inductancia L_2 desplazada 15 A.

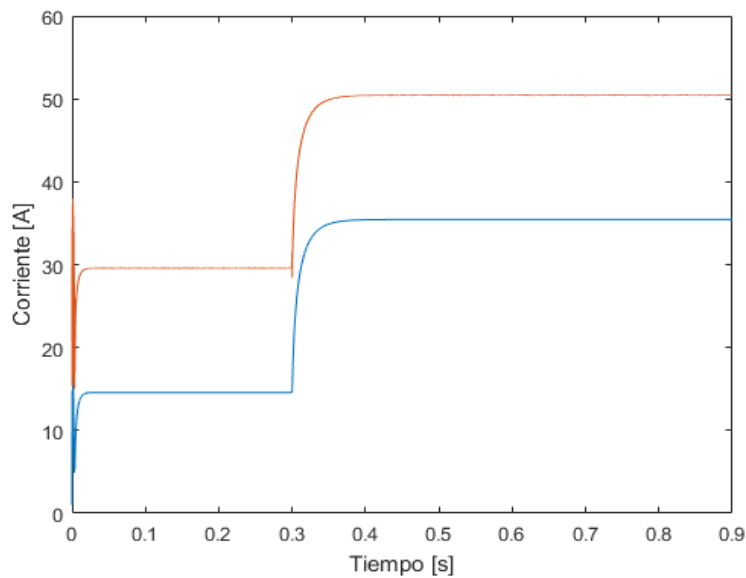


Figura N° 5.18. Corrientes en las inductancias L_1 y L_2

En la Figura N° 5.19, se verifica que el error entre ambas corrientes es igual a cero.

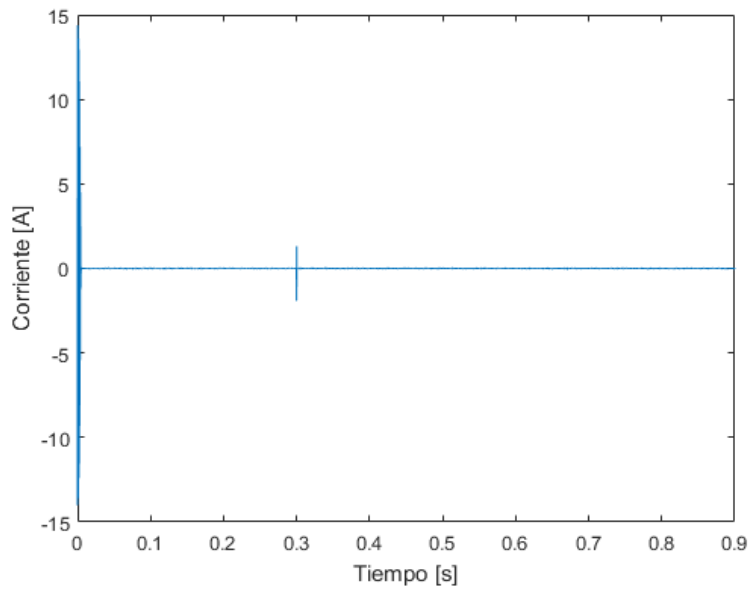


Figura N° 5.19. Diferencia entre las corrientes por L_1 y L_2

5.7.2 Cambio de la resistencia de carga

Se considera un valor inicial de 30Ω para la resistencia de la carga y luego de 0,3 s, se provoca un salto a un valor de 15Ω . La tensión de referencia se establece en 150 V. La Figura N° 5.20, muestra el comportamiento de la tensión de salida del convertidor. Se observa un transitorio más pronunciado que en el caso de los valores anteriores de resistencia de carga, no obstante, antes y después del cambio de valor en la resistencia, el control presenta un buen desempeño.

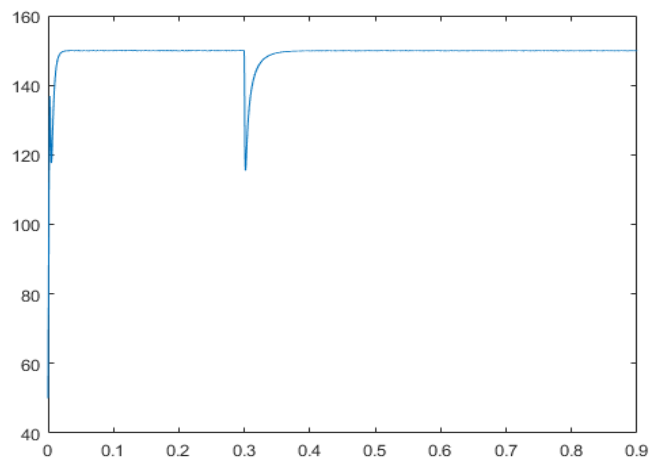


Figura N° 5.20. Tensión de salida para menores valores de la resistencia de carga.

La Figura N° 5.21, presenta la forma de onda de las corrientes en las inductancias, en color azul se muestra la corriente por la inductancia L_1 y en color rojo la corriente por la inductancia L_2 desplazada 15 A.

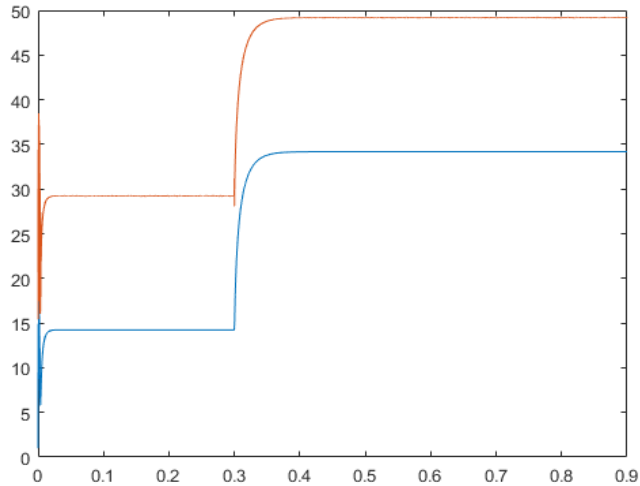


Figura N° 5.21. Corrientes por las inductancias L_1 y L_2

En la Figura N° 5.22, se observa que el error entre ambas corrientes es igual a cero.

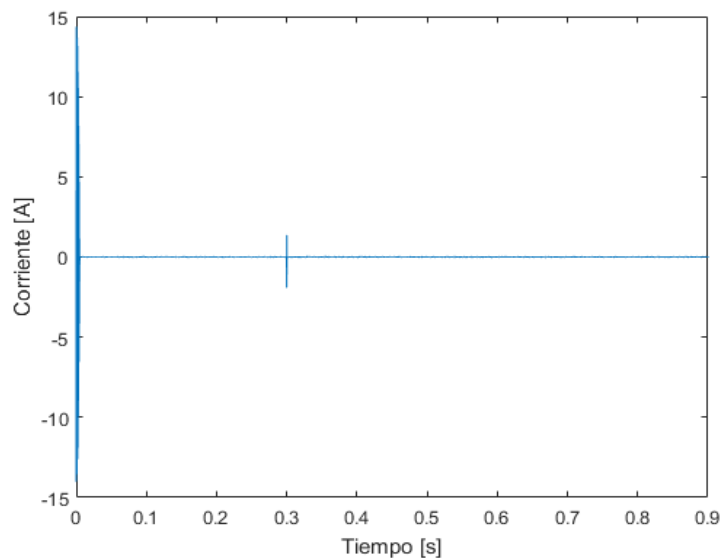


Figura N° 5.22. Diferencia entre las corrientes por L_1 y L_2

5.7.3 Cambio en los valores de los componentes del filtro LCL

Se produce un aumento del 25% en los valores de L_1 , L_2 , C_1 y C_2 , y se verifica el comportamiento del control, frente a dichas variaciones. En las figuras siguientes se muestran los

gráficos obtenidos mediante simulaciones, en la Figura N° 5.23 se observa la tensión de salida, luego las corrientes por L_1 y L_2 , en la Figura N° 5.24, y finalmente la diferencia entre esas corrientes en la Figura N° 5.25. Se establecen, una tensión de referencia de 150 V y un valor de la resistencia de carga de 40Ω , que se cambia a 20Ω , luego de un tiempo de 0,3 s de simulación.

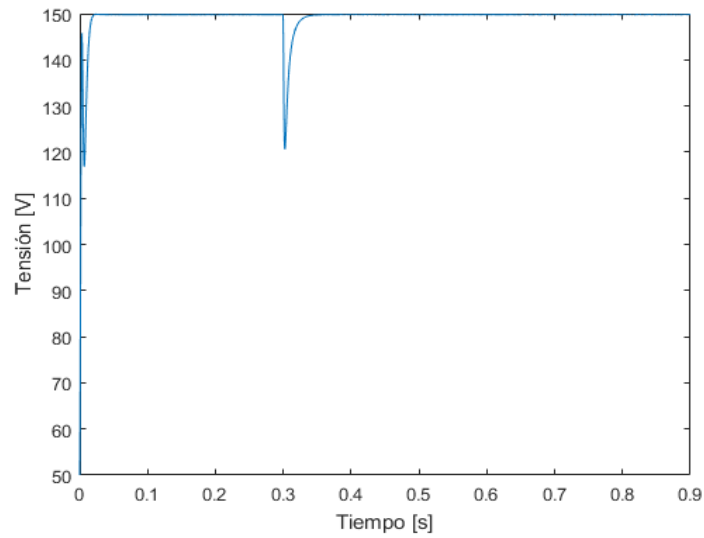


Figura N° 5.23. Tensión de salida para valores de los componentes del filtro, un 25% mayores

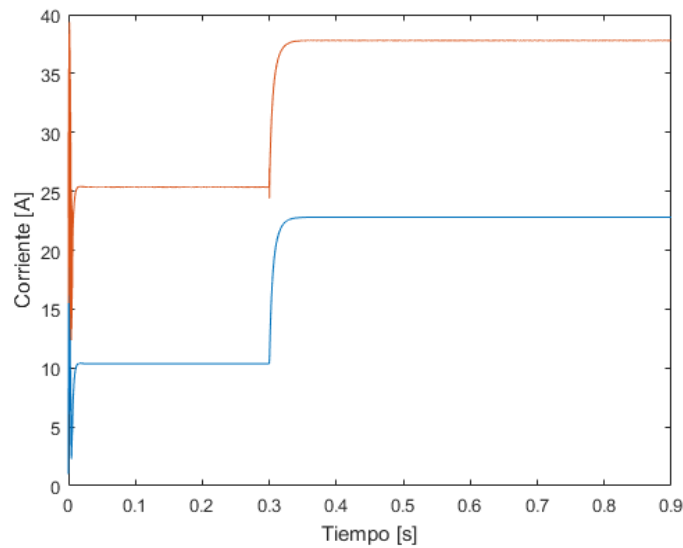


Figura N° 5.24. Corrientes por L_1 y L_2 para valores de los componentes del filtro, un 25% mayores

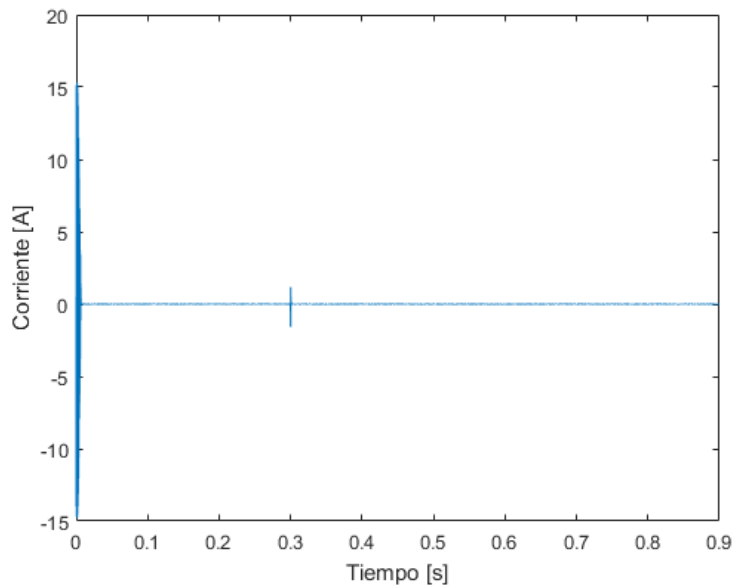


Figura N° 5.25. Diferencia entre las corrientes por L_1 y L_2 , para valores de los componentes del filtro, un 25% mayores.

5.8 Circuito eléctrico del convertidor y su control para una carga de potencia constante

La figura N° 5.26, muestra el circuito del convertidor aplicado a una carga de potencia constante.

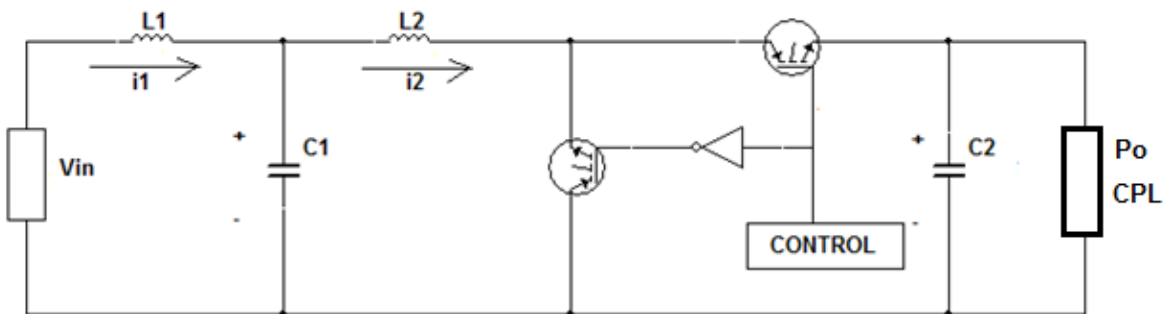


Figura N° 5.26. Circuito del convertidor con carga de potencia constante

Considerando este modelo, es posible plantear el modelo de estados promediados para el convertidor elevador, cuya ecuación de estado resulta:

$$\left\{ \begin{array}{l} Li_1 = V_{in} - v_{C1} \\ Li_2 = v_{C1} - uv_{C2} \\ C_2 v_{C2} = ui_2 - \frac{P_o}{v_{C2}} \\ C_1 v_{C1} = i_1 - i_2 \end{array} \right. \quad (5,10)$$

La superficie propuesta para la estrategia de control por modo deslizante , es la expresada en la ecuación 5,2, basada en un balance de potencia desarrollada en el convertidor.

$$h(x) = K[(i_{2REF} - i_2)v_{C1} - (V_{in} - v_{C1}) * i_1] \quad (5,11)$$

Donde K, es una constante arbitraria, y para obtener el valor de la referencia de la corriente, i_{2REF} , se realiza el siguiente balance de potencia:

$$\frac{v_{C2REF} P_o}{v_{C2}} = v_{C1} i_2$$

$$i_{2REF} = \frac{v_{C2REF} P_o}{v_{C1} v_{C2}}$$

5.9 Simulaciones para el circuito con carga de potencia constante

Se analiza un salto de potencia para evaluar el comportamiento del convertidor con carga de potencia constante.

Los valores de los parámetros utilizados son: $C_1= 10 \mu\text{F}$, $C_2= 100 \mu\text{F}$, $L_1= 1 \text{ mH}$, $L_2= 1 \text{ mH}$, $g_1= 10^7$, $g_2= -24.10^{12} C_2/v_{C2}$, el valor de la potencia de carga al comienzo de la simulación es de 400W, para luego de transcurridos 0,2 s, cambiar a 450 W, y $v_{C2REF}= 150\text{V}$. Las condiciones iniciales se establecieron en: $v_{C2} = 50 \text{ V}$, $v_{C1} = 40 \text{ V}$, $i_1 = 14 \text{ A}$ e $i_2 = 15 \text{ A}$.

La Figura N° 5.27, muestra la tensión de salida del convertidor. Se observa un transitorio al comienzo, no obstante, antes y después del cambio de valor de potencia, el control presenta un buen desempeño.

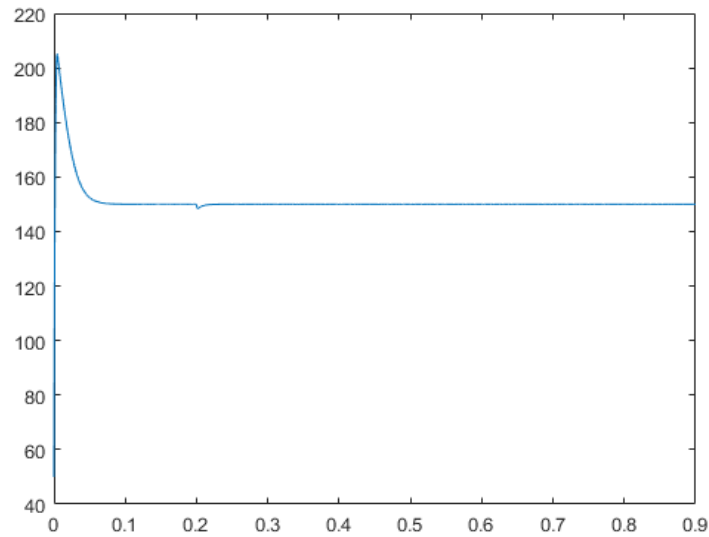


Figura N° 5.27. Tensión de salida

La Figura N° 5.28, presenta la forma de onda de las corrientes en las inductancias, en color azul se muestra la corriente por la inductancia L_1 y en color rojo la corriente por la inductancia L_2 desplazada 15 A.

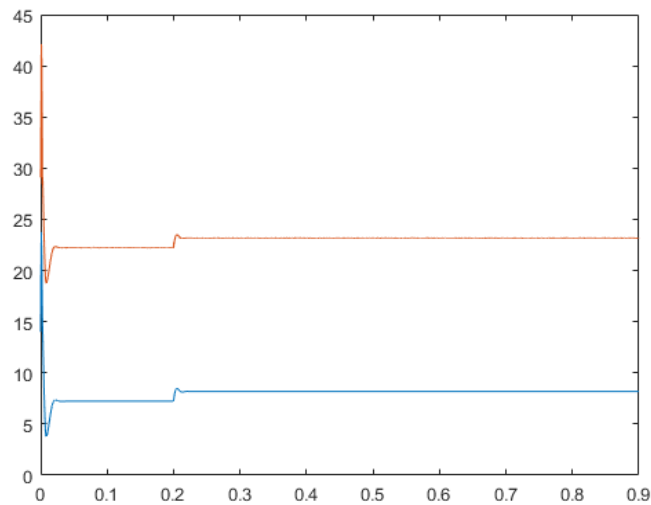


Figura 5.28. Corrientes en L_1 y L_2

En la Figura N° 5.29, se observa que el error entre ambas corrientes es igual a cero

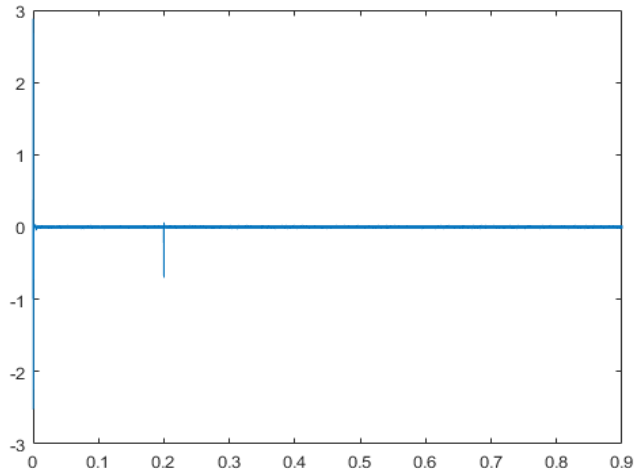


Figura N° 5.29. Diferencia entre las corrientes en L1 y L2

La Figura N° 5.30, compara la potencia de entrada y la potencia de salida. La potencia de entrada se grafica en color azul y la potencia de salida en color rojo. Como puede verse, se cumple que, en estado permanente ambas son iguales, variando ambas desde un valor de 400 W a 450 W. En esa curva, se observa como el valor estimado converge a los valores verdaderos de la carga.

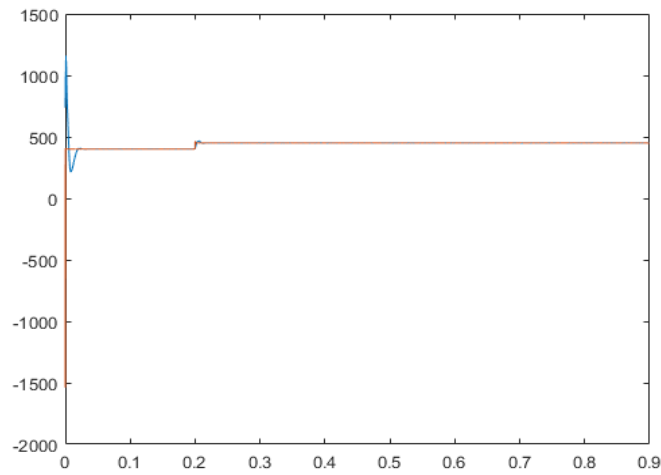


Figura N° 5.30. Potencias de entrada y salida

5.8 Conclusiones del capítulo 5

En este capítulo se diseñó el circuito del convertidor cc-cc elevador con filtro LCL, para acondicionar la tensión de salida de la batería celdas de combustible modelo Nexa Power. Para el control se utilizó la estrategia de control por modo deslizante estudiada en el capítulo 3, y para evitar medir la resistencia de carga se implementó un observador de estado, según lo estudiado en el capítulo 4. La estrategia de control y el observador también se aplicaron para el convertidor con una carga de potencia constante. El correcto desempeño del circuito y su control, se verificó introduciendo distintas variaciones en los valores de los componentes del filtro y perturbaciones.

5.9 Referencias del capítulo 5

- [5.1] Fantino, R., Busada, C. and Solsona, J., 2015. Current controller for a bidirectional boost input stage equipped with an LCL (inductance–capacitance–inductance) filter. *Energy*, 84, pp.91-97.
- [5.2] Ballard Power Systems Inc Nexa™ Power Module User's Manual, 2003.
- [5.3] Gonnet, A. (2015). Tesis de Magister: Estudio del funcionamiento de una celda de hidrógeno y la influencia del material de fabricación de los electrodos en su rendimiento. Biblioteca de la Universidad Nacional del Sur.
- [5.4] Fantino, R., Busada, C., & Solsona, J. (2015). Current controller for a bidirectional boost input stage equipped with an LCL (inductance–capacitance–inductance) filter. *Energy*, 84, 91-97.
- [5.5] Bierhoff, M. H., & Fuchs, F. W. (2008). Active damping for three-phase PWM rectifiers with high-order line-side filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2), 371-379.
- [5.6] Dannehl, J., Fuchs, F. W., Hansen, S., & Thogersen, P. B. (2010). Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with LCL filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(4), 1509-1517.
- [5.7] Tang, Y., Loh, P. C., Wang, P., Choo, F. H., Gao, F., & Blaabjerg, F. (2011). Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(3), 1443-1452.
- [5.8] Pena-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Sebastián, R., Dannehl, J., & Fuchs, F. W. (2012). Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6), 2642-2646.

- [5.9] Restrepo, C., Ramos-Paja, C. A., Giral, R., Calvente, J., & Romero, A. (2012). Fuel cell emulator for oxygen excess ratio estimation on power electronics applications. *Computers & Electrical Engineering*, 38(4), 926-937.
- [5.10] Kanzian, M., Agostinelli, M., & Huemer, M. (2019). Digital hysteresis sliding mode control for interleaved DC–DC converters. *Control Engineering Practice*, 90, 148-159.
- [5.11] Siddesh, K. B., Banakara, B., & Shivarudraswamy, R. (2019). Sliding mode controlled DC-DC buck converter using traditional and proposed reaching laws. *International Journal of Recent Technology and Engineering*, 8(2), 1072-1081.
- [5.12] Li, K., Yang, Y., Tan, S. C., & Hui, R. S. Y. (2019, March). Sliding-Mode-Based Direct Power Control of Dual-Active-Bridge DC-DC Converters. In *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (pp. 188-192). IEEE.
- [5.13] Sabzehgar, R., Roshan, Y. M., & Fajri, P. (2018). Modelling and sliding-mode control of a single-phase single-stage converter with application to plug-in electric vehicles. *IET Power Electronics*, 12(3), 620-626.
- [5.14] Martinez-Treviño, B. A., El Aroudi, A., Vidal-Idiarte, E., Cid-Pastor, A., & Martinez-Salamero, L. (2018). Sliding-mode control of a boost converter under constant power loading conditions. *IET Power Electronics*, 12(3), 521-529.
- [5.15] Kazimierczuk, M. K., & Starman, L. A. (1999). Dynamic performance of PWM DC-DC boost converter with input voltage feedforward control. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 46(12), 1473-1481.
- [5.16] Solsona, J. A., Jorge, S. G., & Busada, C. A. (2015). Nonlinear control of a buck converter which feeds a constant power load. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7193-7201.

CAPÍTULO 6. Resultados experimentales

6.1 Resumen del capítulo 6

En este capítulo se describe la construcción de un prototipo del convertidor de cc-cc, con filtro LCL, diseñado en el capítulo 5. Mediante mediciones se observa su comportamiento para controlar la tensión de la batería de celdas de combustible, la cual se simula utilizando una fuente de tensión. Con el empleo de un procesador digital de señales, se construye el observador de estado que estima los valores de la inversa de la resistencia de carga. Los resultados experimentales se comparan con las simulaciones realizadas previamente mediante dos procedimientos distintos.

6.2 Esquema del circuito del prototipo

Se construye el circuito del convertidor cc-cc diseñado en el capítulo 5, cuyo esquema se representa en la Figura N° 6.1. Se utiliza para la tensión de entrada una fuente de tensión constante, la cual puede entregar distintos valores, emulando la tensión de salida de la batería de celdas de combustible.

Para implementar el control del convertidor, se utiliza un procesador digital de señales, (DSP).

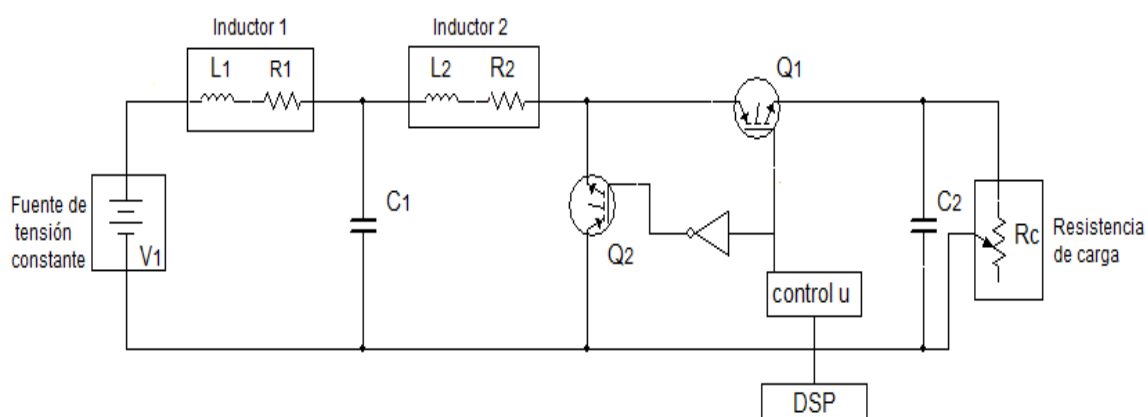


Figura N° 6.1. Esquema del circuito del prototipo

Se miden los siguientes valores de los componentes del circuito. La tensión inicial de la fuente de alimentación es $V_1 = 200 \text{ V}$, la inductancia del inductor $L_1 = 1,5 \cdot 10^{-3}$, el valor de la resistencia del inductor L_1 , $R_1 = 303,33 \cdot 10^{-3} \Omega$, la capacidad del capacitor $C_1 = 4 \cdot 10^{-6} \text{ F}$, la inductancia del inductor $L_2 = 2,28 \cdot 10^{-3} \text{ H}$, la resistencia del inductor L_2 , $R_2 = 143,33 \cdot 10^{-3} \Omega$, la capacidad del capacitor $C_2 = 330 \cdot 10^{-6} \text{ F}$. La resistencia de la carga vale inicialmente $R_{c1} = 90 \Omega$ y luego $R_{c2} = 60 \Omega$. Q_1 y Q_2 son dispositivos semiconductores IGBT.

6.3. Beneficios de la utilización de un DSP

El desempeño de un convertidor cc-cc, depende en gran medida de su control. Los controles por medio de DSP permiten utilizar algoritmos en tiempo real mediante la utilización de un poderoso microprocesador, así como, evitar sensores para realizar el control. Ambas características permiten una reducción de los componentes utilizados, optimizando el diseño y el costo del sistema [6.1, 6.2].

Las ventajas principales de un DSP, son:

- Reduce los costos mediante un control eficiente.
- Evita la utilización de sensores, implementando algoritmos.
- Provee un sistema de control con un único chip.

6.4 Descripción del prototipo

La fotografía de la Figura N° 6.2, muestra el montaje del circuito utilizado en las pruebas experimentales. En dicha figura, se referenciaron por medio de recuadros en color rojo y números en color blanco, los distintos sectores que componen el prototipo, según el detalle de la Tabla 6.1.

Tabla 6,1

1	Bornes de entrada al convertidor
2	Filtro LCL
3	Dispositivos IGBT's
4	DSP
5	Bornes de salida del convertidor

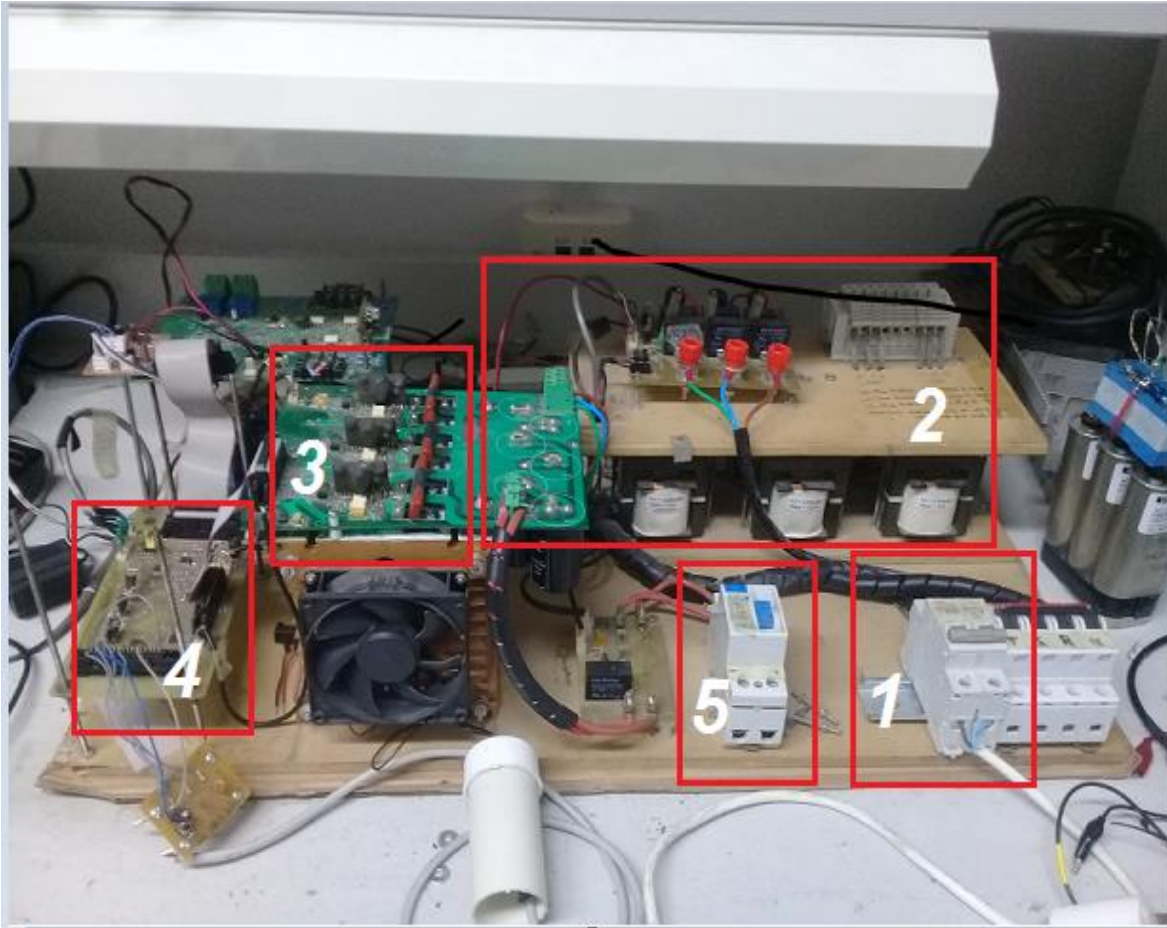


Figura N° 6.2. Montaje del circuito y DSP

6.5 Simulaciones

Las simulaciones se realizaron mediante dos procedimientos. En el primero de ellos se simuló el circuito, sin tener en cuenta los efectos producidos por las constantes de tiempo y retardos reales que provocan los componentes y el procesamiento digital de señales. En el segundo procedimiento se tienen en cuenta para la simulación, todos los efectos introducidos por las constantes de tiempo y retardos reales de los componentes del circuito.

6.5.1 Primer procedimiento de simulación

La Figura N° 6.3, muestra la pantalla del programa Simulink®, con la imagen del circuito modelado para la simulación.

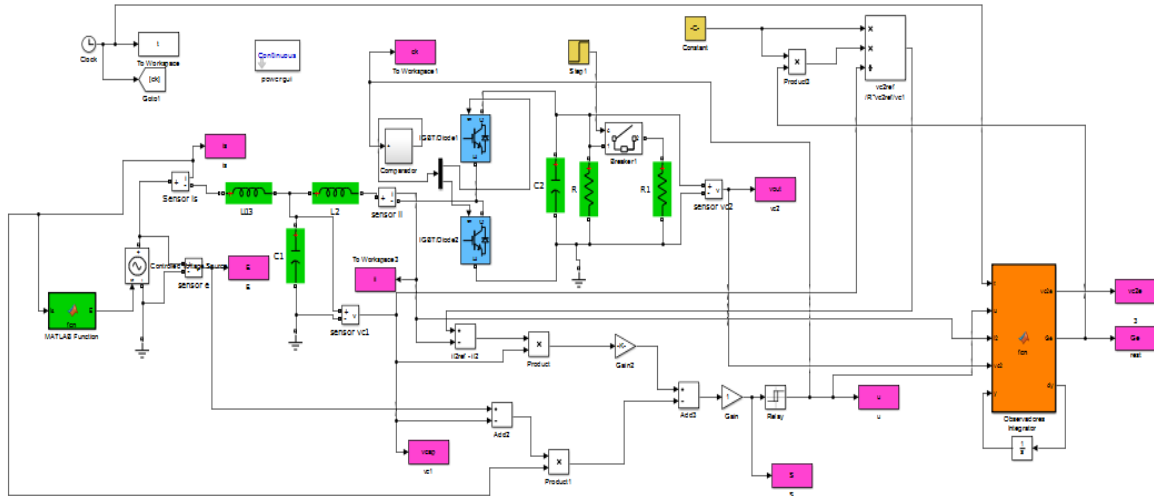


Figura N° 6.3. Imagen del circuito simulado en el primer procedimiento

Los valores establecidos para los componentes son los utilizados en el prototipo. Se introduce una resistencia de carga inicial de 90Ω , y un valor de la tensión de referencia de 250 V, luego de 100 ms, se cambia la tensión de referencia a 300 V. A los 150 ms del cambio de la tensión de referencia se reduce el valor de la resistencia de carga a 60Ω . La estimación del valor de la resistencia de carga se evaluó a través de su inversa, G_c .

La Figura N° 6.4, muestra el comportamiento de la tensión de salida del convertidor, en ella se observa que ante la variación de la resistencia de carga, luego de un pequeño transitorio, el control responde siguiendo a la tensión de referencia fijada.

Los valores iniciales de tensión y corriente en los capacitores e inductores respectivamente se fijaron en: tensión en el capacitor, $V_{C1} = 40V$, tensión en el capacitor, $V_{C2} = 50 V$, corriente en el inductor $i_{L1} = 1 A$ y corriente en el inductor $i_{L2} = 15 A$.

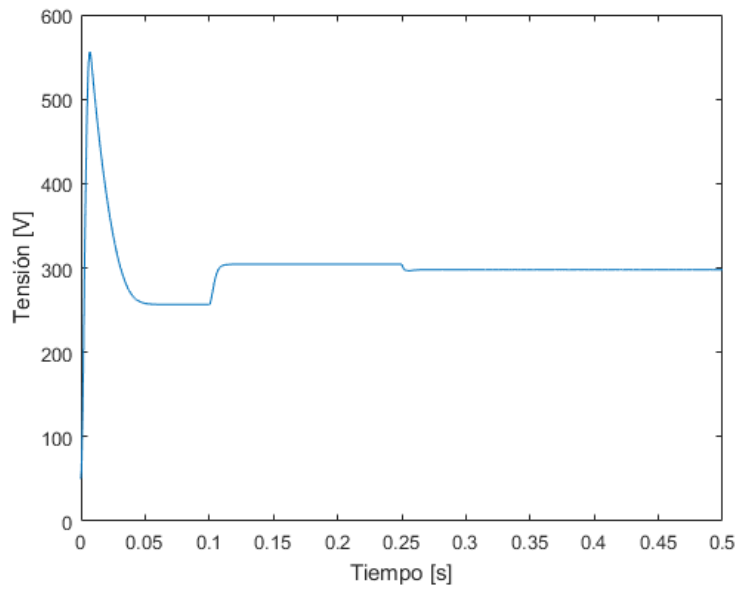


Figura N° 6.4. Simulación de la tensión de salida mediante el primer procedimiento

En la Figura N° 6.5, se observa la estimación de los valores de la inversa de la resistencia de carga, G_e .

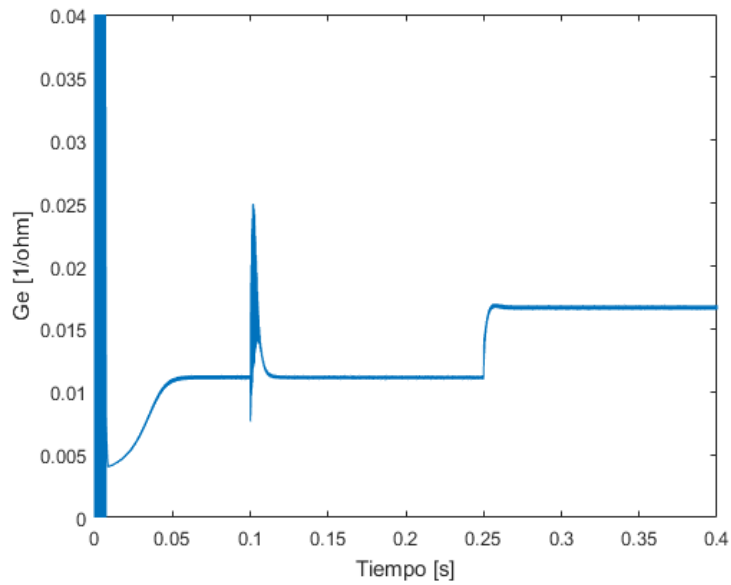


Figura N° 6.5. Valores de G_e , obtenidos mediante el primer procedimiento de simulación

Por último la Figura N° 6.6, muestra para esta primera forma de simulación el valor del control u , para todo el tiempo de simulación, verificándose el estado de seguimiento de la superficie de control.

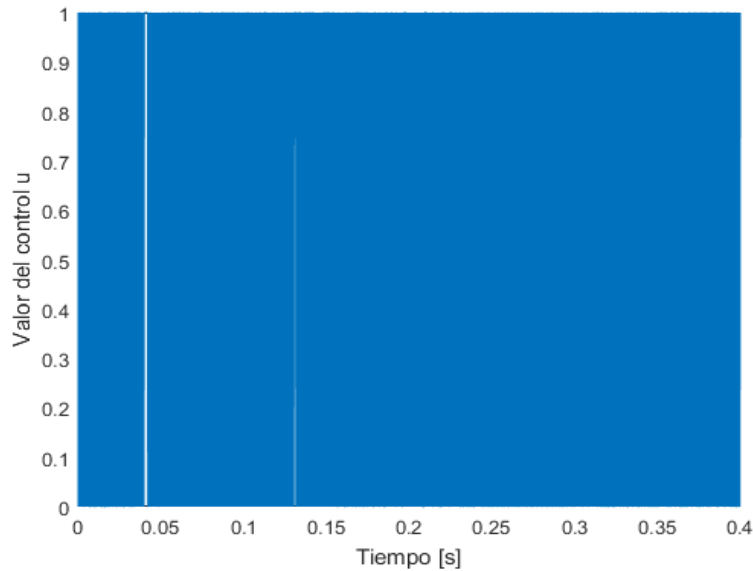


Figura N° 6.6. Valores del control u , en el primer procedimiento de simulación

6.5.2 Segundo procedimiento de simulación

En este procedimiento se simuló el controlador del convertidor en tiempo discreto, con un período de muestreo, T , y un retardo de 1 muestra. También se simuló el tiempo de conmutación de los transistores, el retardo introducido por las mediciones debido a los conversores analógico a digital del DSP, el ruido en los conversores analógico a digital y el tiempo muerto de los transistores.

La Figura N° 6.7, muestra la pantalla del programa Simulink®, con el circuito implementado para la simulación.

En la Figura N° 6.9, se observa la evolución del valor de la estima de la inversa de la resistencia de carga, G_e . Para obtener la Figura N° 6.10, se “plotearon” todos los puntos (un punto cada 50 us) mientras que en el experimento, se guardaron sólo 1.000 puntos dentro del DSP por una limitación de la RAM, por lo que se tiene un punto cada 500 us.

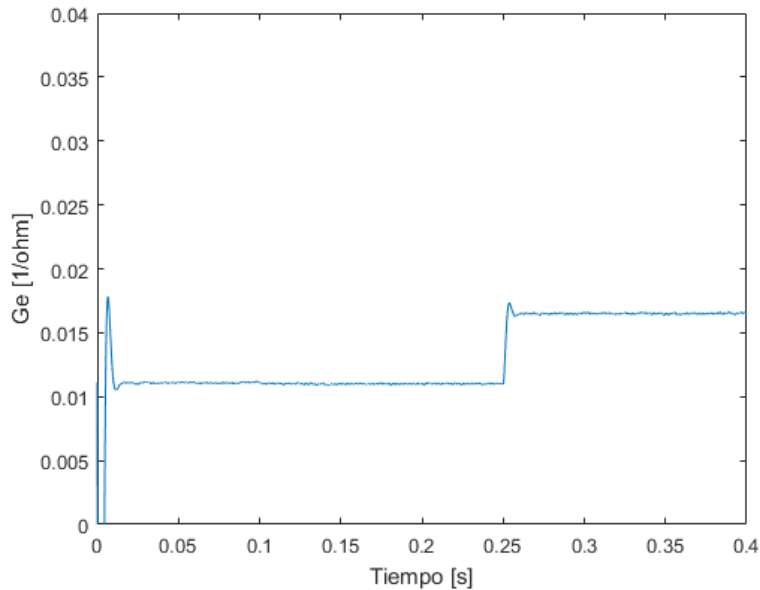


Figura N° 6.9. Valores de G_e , obtenidos en el segundo procedimiento de simulación.

6.6 Resultados experimentales

Para observar el desempeño del convertidor acorde con las simulaciones, se introduce una resistencia de carga inicial de 90Ω , y un valor de la tensión de referencia de 250 V, luego de 100 ms, se cambia la tensión de referencia a 300 V. A los 150 ms del cambio de la tensión de referencia se reduce el valor de la resistencia de carga a 60Ω . La estimación del valor de la resistencia de carga se evaluó a través de su inversa, G_e .

En las siguientes figuras se muestran las imágenes obtenidas con el osciloscopio, la Figura N° 6.10, muestra la evolución de la tensión de salida del convertidor y la Figura N° 6.11, los valores de la estimación de la inversa de la resistencia de carga.

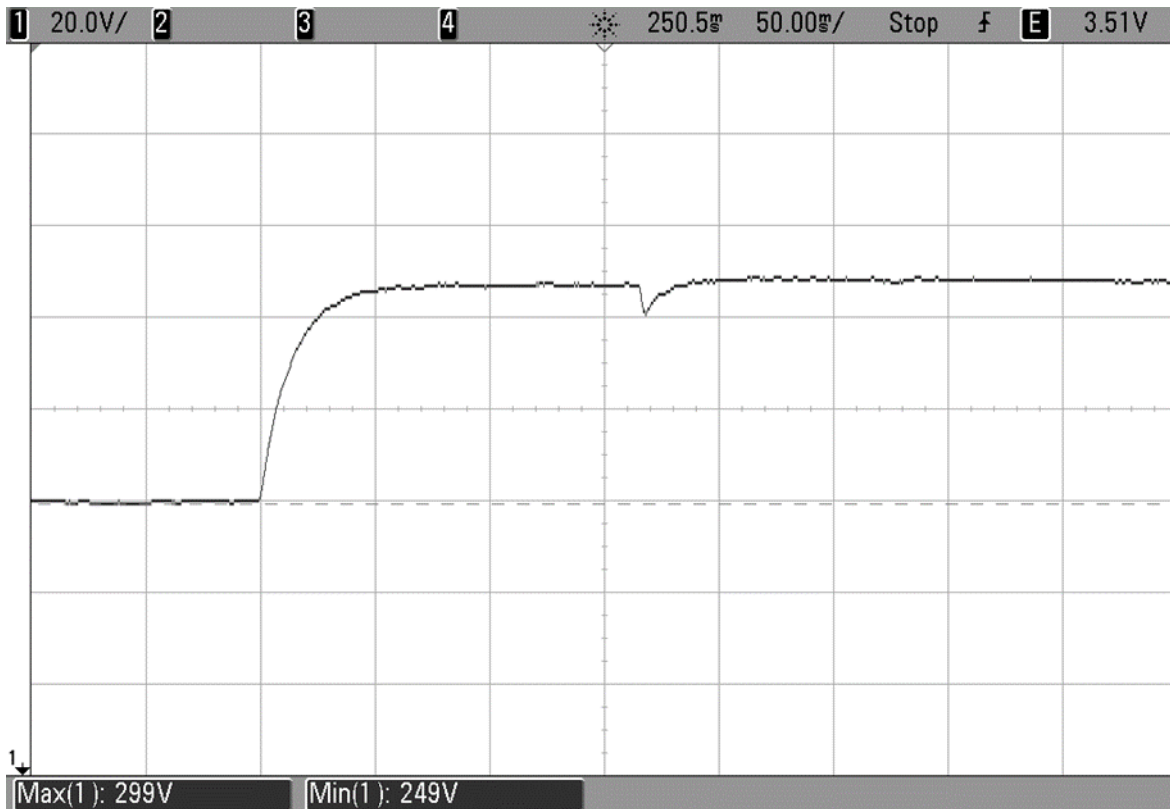


Figura N° 6.10. Evolución de la tensión de salida del prototipo.

En la Figura N° 6.10, cada división del eje horizontal representa 50 ms de tiempo y cada división del eje vertical representa 20 V de tensión.

El salto de la resistencia de carga se retarda 15 ms, debido al retardo de tiempo introducido por el contactor utilizado para provocar el cambio de la resistencia de carga.

Las mediciones de las corrientes en los inductores L_1 , L_2 , la tensión de entrada V_1 y la tensión en el capacitor C_1 se realizaron a través de filtros RC (filtro anti-aliasing) con constante de tiempo de $50 \cdot 680 \text{ e}^{-9} \text{ s}$. Para la medición de la tensión de salida se utilizó un filtro RC con constante de tiempo de $100 \cdot 680 \text{ e}^{-9} \text{ s}$.

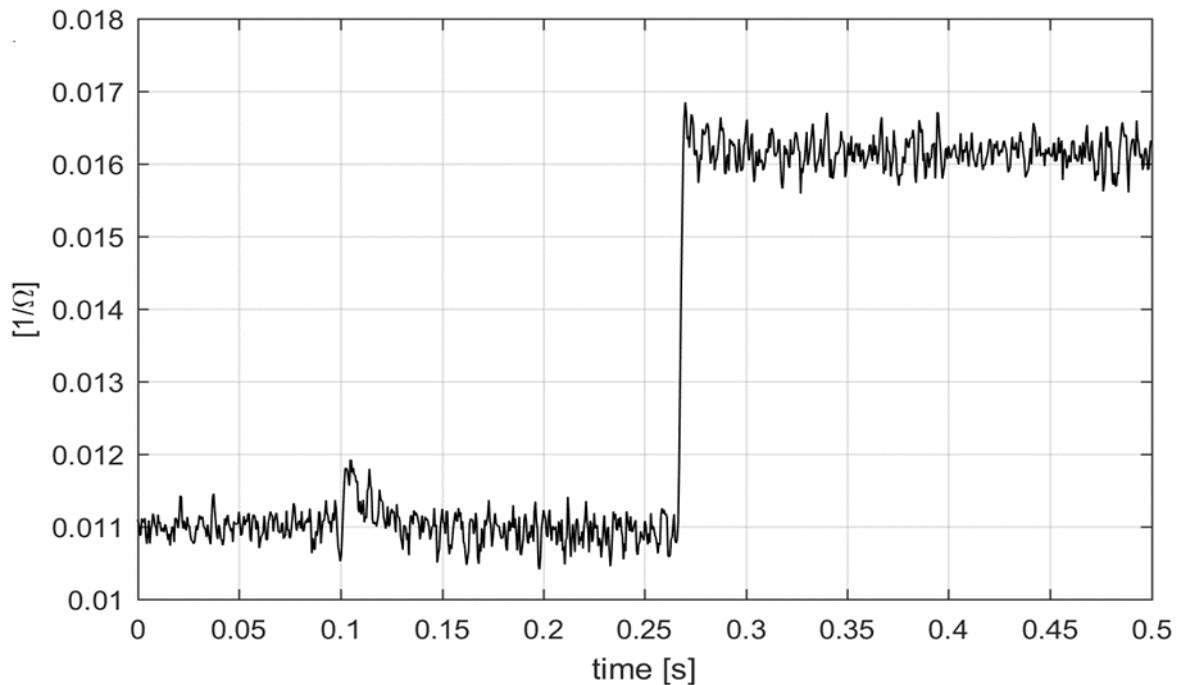


Figura N° 6.11. Valores de la estimación de la inversa de la resistencia de carga

6.7 Conclusiones del capítulo 6

Los resultados obtenidos con el prototipo del convertidor son acordes con las simulaciones realizadas y se observa un correcto desempeño del controlador para mantener la tensión de salida y para estimar las variaciones de la resistencia de carga.

Debido a la limitación en la toma de muestras en la forma experimental, hay una diferencia en el transitorio observado en la estimación de la inversa de la resistencia de carga G_e , al momento del salto de carga, entre la simulación y el experimento. También se observa en el experimento que la estima de la inversa de la resistencia de carga varía con el salto de la referencia, lo que no se observa en el segundo procedimiento de la simulación.

6.8 Referencias del capítulo 6

- [6.1] Instruments, Texas. "Digital signal processing solution for permanent magnet synchronous motor." Application Note BPRA044 (1997).
- [6.2] Liao, H. K., Liang, T. J., Yang, L. S., & Chen, J. F. (2012). Non-inverting buck–boost converter with interleaved technique for fuel-cell system. *IET Power Electronics*, 5(8), 1379-1388.

CAPÍTULO 7. Conclusiones

7.1 Conclusiones finales

El trabajo desarrollado en esta tesis, consistió en el diseño de una estrategia de control, para acondicionar la tensión de salida de una batería de celdas de combustible, considerada ésta el principal componente de un sistema integrado de electricidad y calor micro CHP.

En el capítulo 2, se analizaron: la eficiencia, la instalación, el impacto sobre el medio ambiente y el costo de un sistema micro CHP basado en celdas de combustible. Se concluyó que, tanto los usuarios como los operadores del servicio eléctrico pueden verse beneficiados con su utilización, debido al ahorro de energía primaria que los sistemas desarrollan y las muy bajas emisiones de CO₂ que producen. Por otro lado, su costo de adquisición no resulta económicamente competitivo con respecto a otras tecnológicas que se utilizan para abastecer de electricidad y calor a una vivienda. Sin embargo, según datos aportados por los fabricantes, si se alcanza un número suficiente de equipos comercializados, podría llegarse a la competitividad y su costo total de uso sería menor que cualquier otro sistema utilizado en la actualidad. Hasta lograr ese equilibrio, el costo de adquisición, solo puede afrontarse con algún programa de subsidios para los usuarios, como ocurre en otros lugares del mundo, donde se fomenta su empleo.

En el capítulo 3, se analizaron estrategias de control para convertidores de cc-cc utilizando la técnica de modo deslizante, mediante el empleo de distintas superficies de conmutación. Para cada superficie planteada, mediante el cálculo del control equivalente (u_{eq}), se analizó su aplicación como estrategia de control para el convertidor a desarrollar. Se concluyó, que la estrategia por modo deslizante presenta un buen desempeño en el control del convertidor de cc-cc.

En el capítulo 4, se analizó y desarrolló la implementación de observadores de estado para convertidores de cc-cc. Se comparó el comportamiento de un convertidor de cc-cc, midiendo las variables utilizadas para su control, con el comportamiento del convertidor utilizando un observador de estado. Los resultados obtenidos mediante simulaciones, determinaron que la estimación realizada mediante observadores de estados, presentó muy buen desempeño ante las perturbaciones ocasionadas.

En el capítulo 5, se analizó la estrategia elegida para controlar la tensión de salida de una batería de celdas de combustible que compone al sistema micro CHP. Se implementó una superficie

de conmutación basada en un balance de potencia y para evitar medir la resistencia de carga, se diseñó un estimador de su inversa. También se analizó el caso del control para un circuito de convertidor con carga de potencia constante. El filtro LCL implementado permitió la utilización de componentes de menor volumen para el circuito del convertidor. Mediante simulaciones se observó el desempeño del convertidor ante diversas perturbaciones ocasionadas, demostrando que la superficie de conmutación utilizada más el estimador, diseñados para implementar la estrategia de control, le confirieron un correcto desempeño. Los resultados obtenidos allí, sirvieron para el desarrollo de un prototipo experimental.

Finalmente en el capítulo 6, se presentó el prototipo de convertidor de cc-cc y se verificó el desempeño de la estrategia utilizada para el control, mediante simulaciones y resultados experimentales. Se obtuvieron resultados mediante mediciones realizadas al circuito, introduciendo las constantes de tiempo de los elementos utilizados para la “discretización” de las señales necesarias para el control. Los resultados obtenidos permitieron afirmar que con la estrategia diseñada, se obtuvo el desempeño esperado, en el acondicionamiento de la tensión de salida de la batería de celdas de combustible.

7.2 Trabajos futuros

La estrategia de control para el convertidor de cc-cc que acondiciona la tensión de salida de una batería de celdas de combustible desarrollada en la Tesis, se verificó mediante simulaciones con el programa Matlab/Simulink®, y además se implementó un circuito experimental con componentes pertenecientes al Laboratorio del Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica Alfredo Desages (UNS-CONICET). La tensión de la batería de celdas se simuló mediante una fuente de tensión.

Queda como trabajo a desarrollar a futuro, acondicionar el prototipo del convertidor desarrollado, para instalarlo a la salida de la batería de celdas modelo Nexa 1.200, que posee la Facultad Regional Bahía Blanca de la Universidad Tecnológica Nacional.