

# Diseño y validación experimental de un Controlador Super-Twisting aplicado a un Módulo de Pila de Combustible

Anderson J.L.<sup>†</sup>, Moré J.J. and Puleston P.F.

Instituto de investigación en Electrónica, Control y Procesamiento de señales (LEICI)

Facultad de Ingeniería UNLP - CONICET

<sup>†</sup>anderson.jorgeluis@gmail.com

**Abstract**—Proton-exchange membrane Fuel Cells (PEM-FC) are enhanced special interest for several applications. Their zero pollution emissions, in addition with their high efficiency and scalability features, have spread their applications in automotive industry and stationary power systems generation. In some of these applications, a well-accepted topology involves a Fuel Cell Module (FCM) with an Energy Storage System (ESS), connected by means of a common direct current link in order to satisfy a variable power demand. The FCM is usually designed to satisfy the main power requirements and to improve operating conditions of the fuel cell, while the storage system assists the FCM to supply the peak-load demand and to regulate the bus voltage. In this framework, the aim of this work is to experimentally analyse the control performance of a Phase-Shifted Full Bridge Converter based FCM, designed using Second Order Sliding Modes (SOSM) techniques. The analysed system is evaluated through a PEM-FC emulator which reproduces the electrical characteristics of commercial 300W fuel cells. The results show a low control chattering, compared with conventional sliding modes controls techniques, as well as a robust tracking of the desired reference, despite of important PEM-FC voltage variations.

**Resumen**— En la actualidad las Pilas de Combustible de membrana de intercambio de protones (PCs) han despertado especial interés en diversas aplicaciones. Su nula emisión de contaminantes, sumado a su alta eficiencia y propiedades de escalabilidad, han extendido su uso tanto en la industria automotriz como en los sistemas de generación de energía estacionarios. En algunas de estas aplicaciones, una topología muy aceptada involucra un Módulo de Pila de Combustible (MPC) con un Sistema de Almacenamiento de Energía (SAE), conectados a través de un link de corriente continua con el objetivo de satisfacer una demanda de potencia variable. El MPC es usualmente diseñado para satisfacer la demanda principal y mejorar las condiciones de trabajo de la PC, mientras que el SAE asiste al MPC compensando las variaciones abruptas de demanda y regulando la tensión en el bus. Dentro de este contexto, el objetivo de este trabajo es analizar experimentalmente el desempeño de un control aplicado a un MPC basado en un convertidor de puente completo, con modulación por desplazamiento de fase. Dicho controlador se encuentra diseñado a partir de técnicas de Modos Deslizantes de Segundo Orden (MDSO). El sistema es ensayado a través de un emulador de Pilas de Combustibles, el cual reproduce las características eléctricas de una PC comercial de 300W. Los resultados muestran un bajo chattering del controlador, comparado con técnicas de modos deslizantes convencionales, a la vez que se logra un robusto seguimiento de la referencia impuesta, pese a las importantes variaciones en la tensión de salida de la PC.

## I. INTRODUCCIÓN

A partir de la problemática mundial producida por la dependencia energética basada en la utilización del petróleo y sus derivados, en los últimos años diversas fuentes de energía renovables y no convencionales han surgido como interesantes alternativas a fines de disminuir la emisión de gases de efecto invernadero. Entre ellas las Pilas de Combustible (PCs), con propiedades de escalabilidad y alta eficiencia, han sido ampliamente difundidas en diversas aplicaciones tanto estacionarias como móviles [1]. En particular, las PCs con membrana de intercambio de protones presentan interesantes características debido a su baja temperatura de operación, reducido volumen y peso, y alta densidad de energía [2]. Sin embargo, la baja tensión eléctrica que producen, sumado a su importante variación frente a la corriente demandada, hacen indispensable la integración de las PCs con un Sistema de Acondicionamiento de Potencia (SAP), conformando un Módulo de PC (MPC).

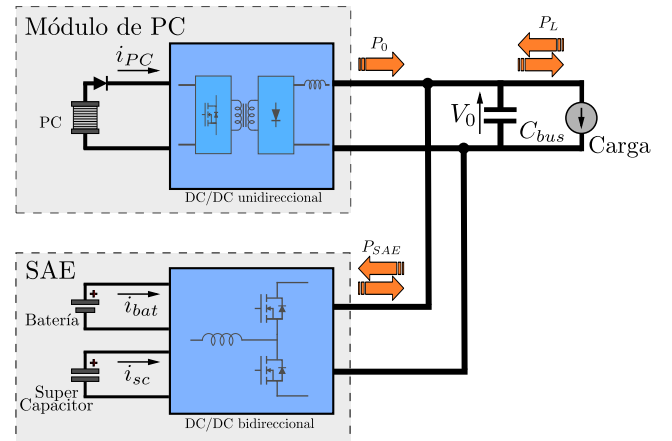


Fig. 1. Sistema de Energía Híbrido compuesto por un MPC y un SAE, interconectados entre sí mediante un bus común de tensión.

Asimismo, a causa de limitaciones en el suministro de potencia eléctrica, principalmente debido al flujo de corriente unidireccional de la PC y ciertas restricciones frente a sobrecargas y variaciones abruptas de demanda, los MPCs presentan ciertos inconvenientes para su incorporación en un sistema de potencia. Esto conlleva a que el módulo necesite ser incluido dentro un Sistema de Energía Híbrido (SEH) (ver Fig. 1) con el fin de poder satisfacer la demanda de

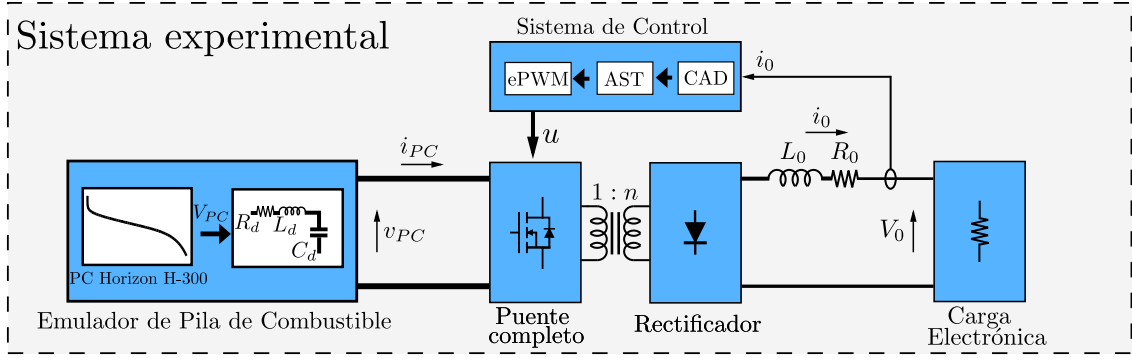


Fig. 2. Sistema experimental bajo estudio implementado en el laboratorio.

una carga variable. Una topología de SEH muy difundida implica al MPC con un Sistema de Almacenamiento de Energía (SAE), conectados por medio de un bus común de tensión fija. De esta manera, el MPC es usualmente diseñado para satisfacer la potencia media requerida por la carga, mientras que el SAE auxilia al MPC suministrando los picos de demanda y regulando la tensión en el bus común.

Entre las diversas topologías de SAPs existentes pueden distinguirse dos grandes grupos: los SAPs aislados y no aislados. Entre los sistemas no aislados, las estructuras más difundidas se encuentran basadas en convertidores convencionales del tipo elevador [3], elevador de múltiples brazos [4] y elevador-reductor [5]. Estas topologías son de especial interés debido a su sencilla implementación, fácil control y bajo costo. Sin embargo, en aplicaciones con una baja tensión de entrada, es decir cuando es necesario una elevada ganancia en tensión, dichos sistemas deben trabajar con un ciclo de trabajo elevado, con las consecuentes pérdidas de eficiencia y sobre dimensionamiento de los componentes [6]. Una solución para evitar estos inconvenientes es la utilización de estructuras del tipo cascadas [7].

Otra de las alternativas existentes es el uso de SAPs del tipo aislados. Dichos sistemas incorporan una etapa intermedia AC que otorgan una elevada ganancia de tensión, a través de la relación de vueltas de un Transformador de Alta Frecuencia (TAF). La interconexión con el bus de salida es realizada a través de un rectificador y un filtro pasabajos. Entre las diferentes topologías disponibles para su aplicación en sistemas que involucran PCs, pueden destacarse las basadas en estructuras de tipo *Forward*, *Fly-back* [8], *Push-pull* [9], medio puente [10] y puente completo [11]. Las últimas dos topologías suelen ser las mayormente empleadas [6].

En particular, los SAPs basados en Convertidores Aislados de Puente Completo (CAPC) logran un bajo estrés en las llaves de conmutación, al permitir el uso de modulaciones de tipo suave o *soft*, posibilitando su aplicación en baja y media potencia (hasta 10kW). Además, los CAPCs admiten la utilización de técnicas de conmutación a tensión nula, lo que reduce aún más las pérdidas en el sistema [11].

En vista de las importantes no linealidades de la PC y su SAP asociado, los sistemas de control presentan un papel fundamental en el MPC. En particular, las técnicas de Control por Modos Deslizantes (CMD) logran propiedades de convergencia en tiempo finito y excelente robustez,

frente a las posibles incertidumbres y perturbaciones del sistema [12]. Las mismas han sido ampliamente utilizadas en sistemas que involucran PCs, existiendo diversos trabajos disponibles en la bibliografía (e.j. [13], [14]). Sin embargo, el *chattering* producido por el CMD permanece como una de las principales desventajas de este tipo de controladores. Para solucionar este inconveniente, las técnicas por Modos Deslizantes de Segundo Orden (MDSO) [15], como el Algoritmo *Super-Twisting* (AST) permiten conservar las propiedades de robustez y convergencia de tiempo finito del CMD convencional, mientras que obtienen una significativa reducción del *chattering* resultante.

Dentro de este contexto, en este trabajo se propone el desarrollo y la validación experimental de un controlador, diseñado a partir de técnicas de MDSO-AST, aplicado al control de la potencia suministrada por un MPC. El ensayo experimental es realizado a partir de un emulador de Pilas de Combustible, el cual permite reproducir la curva característica eléctrica de una PC comercial de 300W.

El trabajo se encuentra dividido en cinco secciones. En la sección II se detalla el MPC utilizado, en conjunto con el sistema experimental implementado. En la sección III se realiza el diseño del controlador MDSO-AST. Para finalizar en la sección IV se muestran los resultados experimentales obtenidos y en la sección V las conclusiones finales del trabajo.

## II. MÓDULO EXPERIMENTAL DE PILA DE COMBUSTIBLE (MPC) BAJO ENSAYO

En esta sección se describe el MPC utilizado en los ensayos experimentales. El sistema completo puede ser apreciado en la Fig. 2, donde se detallan las diferentes partes que lo conforman. Como fue mencionado previamente, el mismo se encuentra implementado a partir de un emulador de pilas de combustible, configurado para emular una pila comercial Horizon de 300W. La topología de SAP utilizada es un Convertidor Aislado de Puente Completo, pensada para trabajar dentro de un sistema híbrido (ver Fig. 1) con un sistema de almacenamiento. La carga electrónica conectada a la salida del SAP, a través del inductor  $L_0$ , representa el conjunto formado por el capacitor del bus común y el SAE. Dicha carga electrónica es configurada para regular la tensión del bus a un valor constante  $V_0$ . En lo que resta de la sección se describen las diferentes partes del sistema estudiado.

### A. Emulador de Pila de combustible de 300W

Un emulador de pilas de combustible es un dispositivo de laboratorio, el cual permite reproducir en condiciones de trabajo controladas, la curva característica eléctrica de una PC comercial. Dicho emulador se encuentra implementado a partir de un convertidor de potencia del tipo reductor que impone a la salida del mismo, a través de un lazo de control, una tensión eléctrica que es función de la corriente suministrada [16]. El modelo eléctrico representado es obtenido a partir de [17], utilizando la ecuación

$$V_{PC}(I_{PC}) = N \cdot (E - R \cdot I_{PC} - A \cdot \ln(I_{PC}) - m \cdot \exp(n \cdot I_{PC}))$$

que permite ser ajustada para diferentes modelos de PCs, siendo luego almacenada en una tabla *look-up* implementada mediante una FPGA. En la ecuación previa,  $E$  representa la tensión de la PC sin carga,  $R$  la resistencia asociada a las pérdidas lineales,  $A$  la pendiente de la ecuación de Tafel,  $m$  y  $n$  las constantes de caída de tensión debido a la transferencia de masa y  $N$  el número de celdas. En la Fig. 3 se detalla la curva de polarización utilizada en este trabajo, correspondiente a una pila Horizon de 300W.

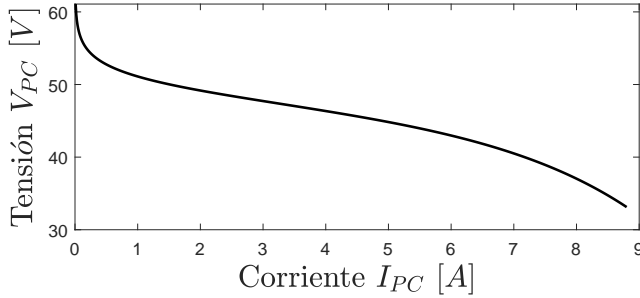


Fig. 3. Curva de polarización de una PC comercial Horizon H-300.

Además de la curva estática de la PC, el emulador permite representar la dinámica eléctrica asociada al filtro de salida propio de la pila. Dicho filtro es usualmente empleado para evitar deterioros en la PC, reduciendo el rizado de la corriente suministrada. De esta manera, como se observa en la Fig. 2, el emulador puede ser visto como el modelo de PC sumado a un filtro pasa bajos de segundo orden. A fines prácticos, dicho filtro es considerado como un circuito LC con pérdidas, mediante los parámetros  $L_d$ ,  $C_d$  y  $R_d$ .

### B. Convertidor Aislado de Puente Completo (CAPC)

La característica principal del CAPC es la utilización de una etapa intermedia AC/AC, permitiendo obtener una elevada ganancia de tensión modificando la relación de vueltas de un TAF. El convertidor consta de una primera etapa inversora monofásica (Puente completo en Fig. 4), conformada por 4 dispositivos MOSFETs ubicados en una estructura tipo puente H, cuya salida es conectada al primario del transformador.

La modulación *soft* de dicho inversor es realizada mediante la técnica de Modulación por Desplazamiento de Fase (MDF), la cual permite obtener un bajo estrés en las llaves de conmutación. En cada una de las columnas del inversor, los dos MOSFETs asociados ( $Q_1 - Q_3$  o  $Q_2 - Q_4$ ) conducen durante medio ciclo de forma complementaria, lo que genera tensiones de columna  $V_a$  y  $V_b$  cuadradas con valor máximo

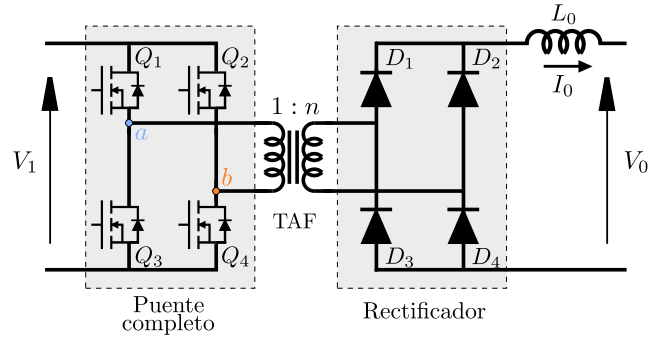


Fig. 4. Módulo de generación de Pila de Combustible basado en Convertidor DC/DC Aislado de Puente Completo con modulación por Desplazamiento de Fase.

igual a  $V_1$ , como se muestra en la Fig. 5. Las dos tensiones de columna se encuentran con una fase relativa  $\phi$  entre sí, que permite ser modificada. Por consiguiente, la forma de onda resultante sobre el primario del transformador  $V_{ab}$  (con  $V_{ab} = V_a - V_b$ ) es una señal cuadrada de 3 niveles y alta frecuencia, producida por la diferencia de fase entre las tensiones de cada columna.

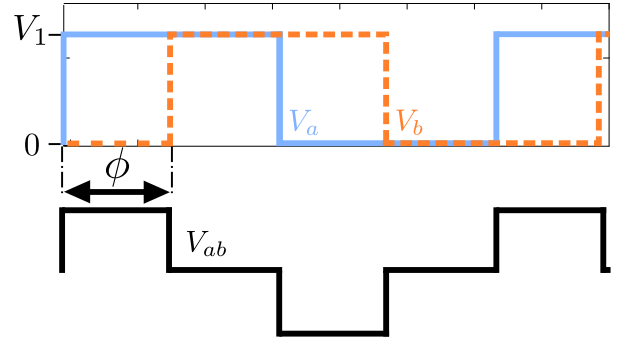


Fig. 5. Modulación por Desplazamiento de Fase.

El lado secundario del transformador es conectado a un rectificador a diodos (ver Fig. 4), el cual aplica un tren de pulsos positivos sobre uno de los bornes del inductor de salida  $L_0$ . Dicho inductor es el encargado de realizar la vinculación del sistema al bus de tensión común fijo  $V_0$  del sistema híbrido, actuando como un filtro de corriente pasa bajos. Como puede apreciarse por la presencia del rectificador, la corriente suministrada puede ir en un único sentido (suponiendo  $V_0$  fija) y, por lo tanto, la transferencia de potencia de esta topología es unidireccional.

### C. Sistema de control basado en DSP

El sistema de control se encuentra basado en el DSP TMS320F28355 de la familia de Texas Instruments. Como se muestra en la Fig. 2, el módulo de control realiza la adquisición del valor de corriente  $i_0$  medido, y lo digitaliza por medio de un Conversor Analógico-Digital (CAD) integrado [18]. Dicha medición de corriente es efectuada mediante el sensor de efecto Hall ACS712-05a de Allegro®, cuya señal de salida es acondicionada adecuadamente para lograr un aprovechamiento óptimo de la resolución del CAD. De esta manera, el conversor proporciona una resolución máxima de 12 bits con una tasa de muestreo de hasta 12 MMPS.

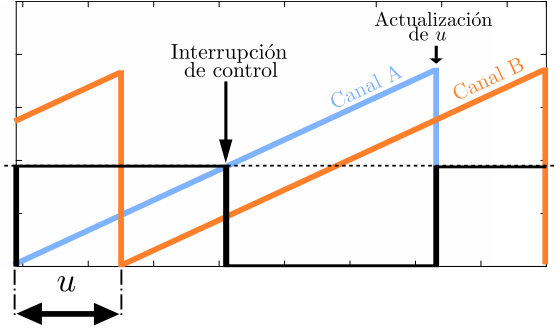


Fig. 6. Módulo de generación PWM implementado por el Sistema de Control.

La lógica de disparo de las llaves es generada internamente por el DSP, a través del módulo integrado ePWM [19], el cual permite la implementación de la MDF. El mismo posee dos canales generadores de señal PWM (ver Fig. 6), con sus correspondientes señales moduladoras de diente de sierra. El valor de comparación de la conmutación es fijado igualmente para ambos canales (línea discontinua), generando un ciclo de trabajo por columna del 50%, según lo detallado previamente. La sincronización de las señales moduladoras es realizada internamente por el módulo ePWM, a partir del valor de la acción de control  $u$  indicada, logrando una resolución de 12 bits.

La acción de control  $u$  debe ser actualizada cada nuevo período de la señal moduladora del canal A, disponiendo de medio ciclo para su procesamiento, a partir de que se genera la interrupción de control.

#### D. Modelo del sistema experimental

A partir de lo anterior, considerando el sistema experimental completo (ver Fig. 2), es posible obtener un modelo matemático promediado del sistema [20], necesario para el análisis y diseño del controlador del MPC:

$$L_d \cdot \frac{d\bar{i}_d}{dt} = -\bar{v}_{PC} - \bar{i}_d \cdot R_d + V_{PC}(\bar{i}_d) \quad (1)$$

$$C_d \cdot \frac{d\bar{v}_{PC}}{dt} = \bar{i}_d - \bar{i}_0 \cdot n \cdot u \quad (2)$$

$$L_0 \cdot \frac{d\bar{i}_0}{dt} = -\bar{i}_0 \cdot R_0 - V_0 + n \cdot \bar{v}_{PC} \cdot u \quad (3)$$

en donde  $u = \frac{\phi}{\pi}$  es la fase relativa normalizada, o el ciclo de trabajo del convertidor, el cual es válido para  $0 < u_{min} < u < 1$ , siendo  $u_{min}$  dependiente del diseño del CAPC. La variable  $\bar{i}_d$  es vista como una corriente equivalente, dado por el filtro de segundo orden del emulador detallado en la sección II-A.

Las siguientes consideraciones han sido tomadas en cuenta para la obtención del modelo previo:

- El convertidor trabaja en Modo de Conducción Continua (MCC), es decir que la corriente sobre el inductor  $L_0$  nunca se anula.
- Las pérdidas en transistores y diodos son despreciables frente a las pérdidas en la inductancia  $L_0$ .
- El TAF es ideal.
- La tensión del bus común  $V_0$  es fija, regulada de forma externa.

Para una notación más compacta, se considera a los estados del sistema  $\bar{i}_d$ ,  $\bar{v}_{PC}$  y  $\bar{i}_0$  agrupados en un único vector de estados  $x = [\bar{i}_d, \bar{v}_{PC}, \bar{i}_0]'$ . De esta forma, debido a la naturaleza afín al control del modelo (1)-(3), dichas ecuaciones pueden ser reescritas como:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (4)$$

donde

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_d} \cdot x_1 - \frac{1}{L_d} \cdot x_2 + \frac{V_{PC}(x_1)}{L_d} \\ -\frac{1}{C_d} \cdot x_1 \\ -\frac{R_0}{L_0} \cdot x_3 - \frac{V_0}{L_0} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{n}{C_d} \cdot x_3 \\ \frac{n}{L_0} \cdot x_2 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

### III. ALGORITMO SUPER-TWISTING

En esta sección se presenta el análisis y diseño del controlador MDSO-AST para el Módulo de PC descrito previamente. El objetivo de control será satisfacer la demanda de potencia requerida al MPC según el seguimiento de la potencia de referencia  $P_{0r(t)}$ , provista por un control supervisor del sistema híbrido (este último no se trata en el presente trabajo).

Este objetivo puede ser escrito en términos de la teoría de CMD como

$$\sigma_{(x,t)} = x_3 \cdot V_0 - P_{0r(t)}, \quad (7)$$

siendo  $\sigma_{(x,t)}$  la *variable de deslizamiento*. El objetivo de control deseado será entonces satisfecho diseñando un controlador que lleve y mantenga  $\sigma_{(x,t)}$  y su primera derivada  $\dot{\sigma}_{(x,t)}$  en cero. Es decir, cuando el sistema alcance y permanezca sobre la *superficie de deslizamiento*

$$S = \{\forall x \in \mathbb{R}^3 : \sigma_{(x,t)} = \dot{\sigma}_{(x,t)} = 0\} \quad (8)$$

Aprovechando la estructura afín al control del sistema y el grado relativo 1 de la acción de control  $u$  con respecto a la variable de deslizamiento  $\sigma_{(x,t)}$ , las expresiones de  $\dot{\sigma}_{(x,t)}$  y  $\ddot{\sigma}_{(x,u,t)}$  pueden obtenerse como

$$\dot{\sigma}_{(x,t)} = \Phi_{(x,t)} + \Gamma_{(x)} \cdot u \quad (9)$$

$$\ddot{\sigma}_{(x,u,t)} = \varphi_{(x,u,t)} + \Gamma_{(x)} \cdot \dot{u} \quad (10)$$

con

$$\Phi_{(x,t)} = \frac{d\sigma_{(x,t)}}{dx} \cdot f(x) - \dot{P}_{0r(t)}, \quad (11)$$

$$\Gamma_{(x)} = \frac{d\sigma_{(x,t)}}{dx} \cdot g(x) \quad (12)$$

y

$$\varphi_{(x,u,t)} = \dot{\Phi}_{(x,t)} + \dot{\Gamma}_{(x)} \cdot u. \quad (13)$$

El procedimiento general en el diseño de controladores por MDSO consiste en acotar las funciones  $\varphi_{(x,u,t)}$  y  $\Gamma_{(x)}$  de la segunda derivada  $\ddot{\sigma}_{(x,u,t)}$ .

### A. Diseño del controlador

La acción de control  $u$  propuesta en este trabajo se encuentra basada en un algoritmo de MDSO, el cual provee una convergencia robusta del sistema a la superficie de deslizamiento  $\mathcal{S}$  en un tiempo finito.

Si existen constantes positivas  $C$ ,  $K_m$  y  $K_M$  tal que

$$|\dot{\Phi}_{(x,u,t)} + \dot{\Gamma}_{(x,u)} \cdot u| \leq C, \quad 0 \leq K_m \leq \Gamma(x) \leq K_M, \quad (14)$$

una acción de control  $u$  robusta, conocida como Algoritmo de MDSO *Super-Twisting*, que lleva tanto  $\sigma_{(x,t)}$  como  $\dot{\sigma}_{(x,u,t)}$  a cero en tiempo finito viene dada por [21]

$$u = -\lambda \cdot |\sigma|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma) + \omega \quad (15)$$

$$\dot{\omega} = -\alpha \cdot \text{sign}(\sigma), \quad (16)$$

suponiendo que existe el par de ganancias  $\alpha$  y  $\lambda$  tal que:

$$\alpha > \frac{C}{K_m} \quad (17)$$

$$\lambda^2 > \frac{2}{K_m^2} \frac{(K_m \cdot \alpha + C)^2}{(K_m \cdot \alpha - C)}. \quad (18)$$

Es necesario destacar que esta condición es únicamente suficiente, lo que significa que pueden existir valores de  $\alpha$  y  $\lambda$  que no cumplan con (17)-(18), pero que igual permitan la convergencia y mantenimiento del sistema en la *superficie de deslizamiento*.

### B. Implementación digital del algoritmo Super-Twisting

Para la implementación del algoritmo en el DSP, es necesario recurrir a una versión discreta del mismo (ver Fig. 7). Realizando una aproximación de la derivada  $\dot{\omega}$ , utilizando el método de aproximación de Euler hacia adelante, la acción de control en el instante  $k$  puede escribirse como [22]

$$u[k] = -\lambda \cdot |\sigma[k]|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma[k]) + \omega[k] \quad (19)$$

$$\omega[k] = \omega[k-1] - T_s \cdot \alpha \cdot \text{sign}(\sigma[k]). \quad (20)$$

Dicha acción de control es procesada cada  $T_s$  segundos. El  $T_s$  debe ser lo suficientemente pequeño para que las propiedades de estabilidad y bajo *chattering* del controlador se conserven. En el presente trabajo se ha utilizado un  $T_s$  igual a  $50\mu s$ , lo que permite ejecutar el controlador 20 veces más rápido que la dinámica observada.

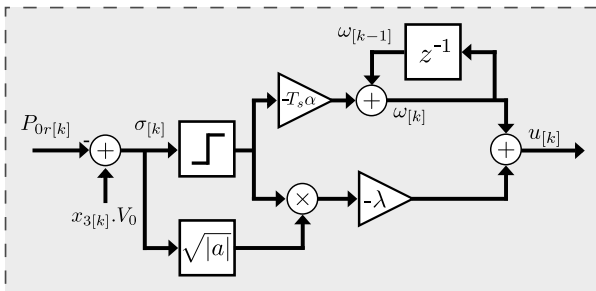


Fig. 7. Diagrama esquemático de la versión discreta del controlador AST implementado.

## IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección es evaluado el desempeño del controlador MDSO-AST, aplicado a un Módulo de PC de 300W. Como fue mencionado anteriormente, la PC emulada corresponde a una pila Horizon H-300, la cual posee una tensión nominal de trabajo de 36V con una corriente nominal de 8.3A [23]. En la Tabla I se resumen los parámetros del sistema utilizados en el ensayo, así como las ganancias sintonizadas del controlador *Super-Twisting*. Los parámetros del algoritmo fueron obtenidos mediante un procedimiento numérico, acotando las funciones  $\varphi_{(x,u,t)}$  y  $\Gamma(x)$  por medio de numerosas simulaciones, a partir del modelo descrito en la sección II-D. Dicho procedimiento fue realizado teniendo en cuenta variaciones en los parámetros del sistema de  $\pm 20\%$  y variaciones en la tensión del bus  $V_0$  del  $\pm 10\%$ .

Tabla I  
PARÁMETROS DEL SISTEMA EXPERIMENTAL IMPLEMENTADO

Parámetros del CAPC				Parámetros del Emulador			
$L_0$	2mH	$V_0$	80V	$L_d$	1mH	$R_d$	100mΩ
$R_0$	100mΩ	$n$	3.6	$C_d$	1.5mF	$V_{PC}$	60 – 32V
$f_s$	20kHz						

Parámetros del MDSO-AST	
$\alpha$	16
$\lambda$	0.0053
$T_s$	50e – 6

Adicionalmente fue implementado un controlador lineal PI, con el objetivo de analizar y comparar el desempeño del controlador por AST desarrollado. Dicho controlador fue sintonizado a partir de la linealización del modelo del sistema bajo estudio, considerando su operación en condiciones nominales de la PC. En la tabla II se detallan los parámetros obtenidos, en donde se ha considerado un tiempo de establecimiento menor a 15ms, con un sobrepico máximo del 10%.

Parámetros del PI	
$K_p$	0.0187
$K_i$	21.3
$T_s$	50e – 6

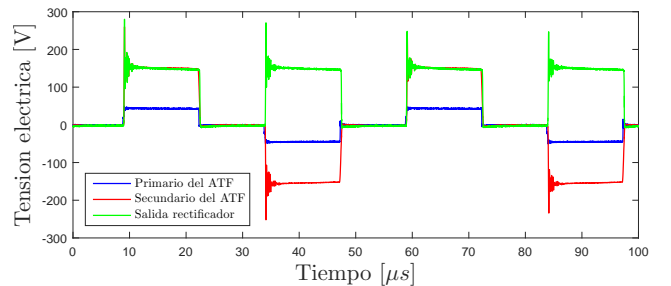


Fig. 8. Tensiones eléctricas existentes sobre el Convertidor Aislado de Puentes Completos.

En la Fig. 8 se muestran las curvas de tensión sobre el primario y secundario del Transformador de Alta Frecuencia, en conjunto con la tensión a la salida del rectificador



a diodos. El punto de equilibrio del sistema ocurre con un ciclo de trabajo tal que el valor medio de la tensión en el rectificador es igual a  $V_0$  (es decir, la tensión media sobre el inductor  $L_0$  es nula). A través de la relación de vueltas del transformador, el sistema puede ser diseñado para operar con un ciclo de trabajo cercano al 50%. Las oscilaciones visualizadas en la tensión del secundario se deben a que en el prototipo de convertidor implementado no posee un circuito *clamping*, necesario para suprimir dichas sobretensiones.

Las pruebas de ensayo del MPC consistieron en la generación de un cambio abrupto en la señal de referencia de potencia  $P_{0r(t)}$ , permitiendo observar la respuesta al escalón de ambos controladores. Si bien el sistema no se encuentra diseñado para trabajar en dichas condiciones de operación, el análisis de la respuesta al escalón permite evaluar el desempeño del control en condiciones de mayor exigencia.

El salto en la referencia impuesta se realiza desde un punto de operación de baja potencia, correspondiente a 80W, a una potencia cercana a la nominal, de 280W. La respuesta temporal obtenida de la corriente  $i_0$  se presenta en la Fig. 9. Debido a que se trabaja con una tensión de salida  $V_0$  fija, dicha respuesta es equivalente a la de la potencia suministrada al bus.

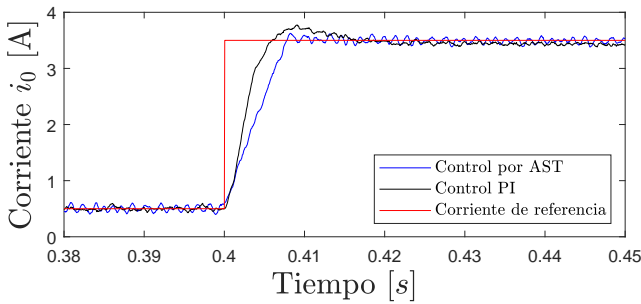


Fig. 9. Respuesta temporal de la corriente  $i_0$  al cambio abrupto de referencia del controlador por AST y PI.

En la Fig. 10 se muestra el detalle del *chattering* resultante en el controlador por AST, siendo de amplitud similar a las variaciones presentadas en el PI, pero levemente superior. Además, la figura deja en evidencia que el controlador lineal no puede seguir perfectamente la referencia impuesta, debido a las variaciones de la tensión de pila suministrada por el emulador. Por su parte, una vez alcanzada la superficie de deslizamiento  $S$ , el desempeño del controlador AST permanece robusto y no se ve afectado por dichas variaciones.

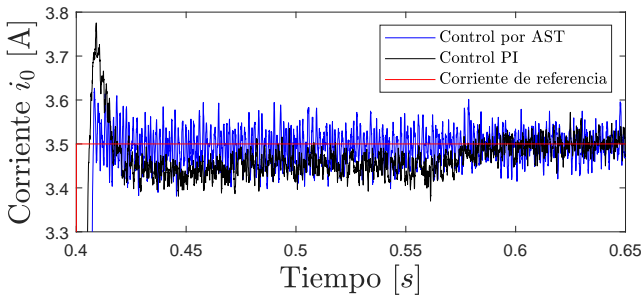


Fig. 10. Detalle del *chattering* resultante en el controlador *Super-Twisting*.

La respuesta temporal de la variable de deslizamiento  $\sigma$ , mostrada en la Fig. 11, permite observar el seguimiento

robusto de la referencia impuesta. En la misma puede apreciarse como el sistema se escapa de la superficie  $\sigma(x,t) = 0$  frente al cambio instantáneo en la referencia, alcanzándola nuevamente un instante de tiempo después.

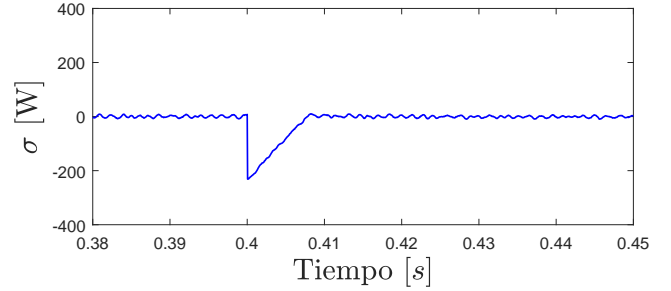


Fig. 11. Respuesta temporal de la variable de deslizamiento  $\sigma$

La Fig. 12 muestra el esfuerzo de control  $u$  generado por el algoritmo *Super-Twisting* frente al cambio abrupto de referencia propuesto. Dicha acción es descompuesta en sus dos componentes, donde se puede apreciar como durante el mantenimiento del sistema sobre la superficie de deslizamiento  $S$ ,  $\omega$  aporta la acción de control más significativa. Sin embargo, cuando el sistema se escapa de la superficie, debido al cambio de referencia, la acción restante reacciona rápidamente permitiendo acelerar el regreso a  $S$ .

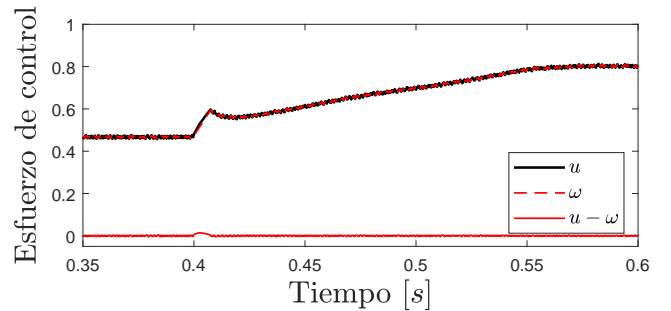


Fig. 12. Esfuerzo del controlador  $u$ .

Para finalizar, en la Fig. 13 se muestra un ensayo similar, pero con un cambio de referencia  $P_{0r(t)}$  abrupto de 280W a 80W. Frente a esta situación, puede observarse como el controlador *Super-Twisting* conserva un desempeño similar al del ensayo experimental previo. Sin embargo, la respuesta temporal del controlador PI se ve alterada, presentando algunas oscilaciones. Esto se debe principalmente a que dicho controlador fue sintonizado a partir del punto de operación nominal de la PC, presentando un empeoramiento de su desempeño para regiones de operación diferentes.

## V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo fue realizado el diseño, implementación y validación experimental de un control por Modos Deslizantes de Segundo Orden aplicado a un Módulo de Pila de Combustible. El sistema de acondicionamiento de la PC fue desarrollado a partir de un Convertidor DC/DC Aislado de Puente Completo con modulación por Desplazamiento de Fase, el cual permite obtener una elevada ganancia de tensión a través de un transformador de alta frecuencia. El controlador implementado fue basado en el

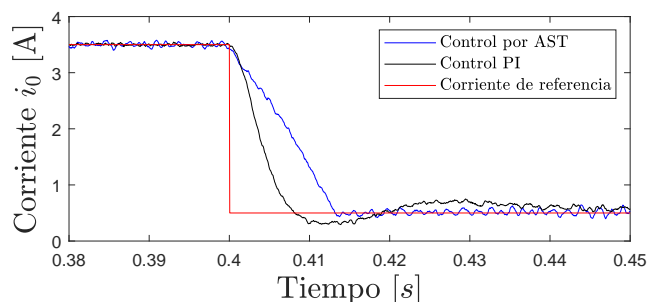


Fig. 13. Respuesta temporal de la corriente  $i_0$  para un escalón de referencia de 280W a 80W.

Algoritmo *Super-Twisting*, diseñado para realizar el control de la potencia suministrada por el Módulo de PC. Dicho módulo se considera incorporado dentro de un Sistema de Energía Híbrido, conformado a su vez por un Sistema de Almacenamiento de Energía, encargado de la regulación de la tensión del bus común.

El sistema experimental desarrollado fue elaborado a partir de un emulador de PCs, el cual permite reproducir la curva característica eléctrica de una pila Horizon H-300. La implementación del controlador fue realizada dentro de un Sistema de Control, formado por un DSP TMS320F28335 de la familia de Texas Instruments, encargado de realizar la lógica de disparo del CAPC. El conjunto conformado por el SAE y el bus común del SEH fue reemplazado por una carga electrónica, encargada de la regulación de la tensión del capacitor de bus.

Con el objetivo de realizar la comparación y el análisis del controlador AST diseñado, fue sintonizado un control lineal PI a partir del modelo linealizado del sistema, suponiendo condiciones de operación nominales. Ambos controladores fueron ensayados a partir de un cambio abrupto en la referencia, del tipo escalón. Los resultados demuestran la efectividad del algoritmo *Super-Twisting* para el seguimiento de una referencia de potencia impuesta. El controlador se mantuvo robusto en su desempeño exhibido para diferentes regiones de operación, aún frente a la presencia de importantes variaciones en la tensión de la pila y dinámicas escondidas. Además, se consiguió un bajo *chattering*, similar a las variaciones en el controlador lineal.

Por último, se puede destacar que el control propuesto para el Módulo de PC no está sujeto a una topología de sistema híbrido en particular, sino que puede ser utilizado para integrar sistemas que incluyan diversas fuentes de energía alternativas. En este sentido, se puede decir que el controlador desarrollado resulta ser altamente versátil con muy buenas características de robustez y bajo *chattering*, sumado al reducido costo computacional del algoritmo.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue realizado bajo el apoyo de la Universidad Nacional de la Plata, el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT).

#### REFERENCIAS

[1] N. H. Jafri and S. Gupta, "An overview of fuel cells application in transportation," in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expom, Asia-Pacific*, Jun. 2016, pp. 129–133.

[2] Y. Wang, K. Chen, J. Mishler, S. Chan Cho, and X. Cordobes Adroher, "A review of polymer electrolyte membrane fuel cells: Technology, applications, and needs on fundamental research," *Applied Energy*, vol. 88, no. 4, pp. 981–1007, apr 2011.

[3] J. J. Moré, P. F. Puleston, C. Kunusch, and E. Fossas, "Multi input sliding mode control of an autonomous fuel cell-supercapacitor hybrid system," *2012 12th International Workshop on Variable Structure Systems*, pp. 184–189, Jan 2015.

[4] Y. Huangfu, S. Zhuo, F. Chen, S. Pang, D. Zhao, and F. Gao, "Robust voltage control of floating interleaved boost converter for fuel cell systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp. 665–674, Jan 2018.

[5] H. Ramírez-Murillo, C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, A. Romero, C. R. Baier, and R. Giral, "An efficiency comparison of fuel-cell hybrid systems based on the versatile buck-boost converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1237–1246, Feb 2018.

[6] A. Kolli, A. Gaillarda, A. De Bernardinis, O. Bethoux, D. Hissela, and Z. Khatir, "A review on DC/DC converter architectures for power fuel cell applications," *Energy Conversion and Management*, vol. 105, pp. 716–730, Nov. 2015.

[7] A. E. Aroudi, R. Haroun, A. Cid-Pastor, A. Kouzou, and L. Martínez-Salamero, "A comparison between static and dynamic performances of a z-source and a dual-stage boost converter under smc for pv energy applications," *Energy Procedia*, vol. 42, pp. 587 – 596, 2013.

[8] H. Yigeng and W. Yu, "A robust flyback converter based on high order sliding mode control for fuel cell," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3936–3940, Oct 2014.

[9] Z. Yao, "Zero-voltage-switching push-pull forward three-level converter for low-voltage fuel cell applications," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2009, pp. 2302–2308.

[10] U. R. Prasanna, A. K. Rathore, and S. K. Mazumder, "Novel zero-current-switching current-fed half-bridge isolated dc/dc converter for fuel-cell-based applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 4, pp. 1658–1668, July 2013.

[11] O. Ibrahim, N. Z. Yahaya, N. Saad, and K. Y. Ahmed, "Design and simulation of phase-shifted full bridge converter for hybrid energy systems," in *2016 6th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*, Aug 2016, pp. 1–6.

[12] C. Kunusch, P. Puleston, and M. Mayosky, *Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells*, S.-V. London, Ed. Springer London, 2012.

[13] A. Shams-Ansari, F. Razavi, A. Ghadimi, and H. Abolmasoumi, "Implementation of Sliding Mode Control in a Full Bridge (DC-DC) Converter," *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 5, pp. 2665–2672, 2012.

[14] R. Senapati, R. Sahoo, R. Senapati, and P. Pradhan, "Design and analysis of Sliding Mode Controller for Isolated Full Bridge DC-DC converter," *1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES-2016)*, jul 2016.

[15] A. Levant, "Principles of 2-sliding mode design," *Automatica*, vol. 43, no. 4, pp. 576 – 586, 2007.

[16] F. D. Mosquera, J. Moré, P. Puleston, and C. Mancini, "Emulador de Pila de Combustible de Hidrógeno Basado en FPGA y Control por Modo Deslizante Twisting," *XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC'17)*, 2017.

[17] J. Larminie and A. Dicks, *Fuel Cell Systems Explained*, 2nd ed. Wiley, 2003.

[18] Texas Instruments, "TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) Module Reference Guide - Literature Number: SPRU812A," TI, Tech. Rep., 2007.

[19] Texas Instruments, "TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module Reference Guide - Literature Number SPRUG04A," TI, Tech. Rep., 2009.

[20] A. Ghadimi, H. Rastegar, and A. Keyhani, "Development of Average Model for Control of a Full Bridge PWM DC-DC Converter," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 14, 2007.

[21] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, and A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*. Springer New York, 2014.

[22] Y. Yan, X. Yu, and C. Sun, "Discretization behaviors of a super-twisting algorithm based sliding mode control system," in *2015 International Workshop on Recent Advances in Sliding Modes (RASMS)*, April 2015, pp. 1–5.

[23] Horizon, "H-300," Horizon - Fuel Cell Technologies, Tech. Rep., 2013.