

Control Discreto de la carga de un Banco de Baterías

1st Danilo Gálvez

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad Técnica Federico Santa María
Valparaíso, Chile
danilo.galvez.13@sansano.usm.cl

2nd Guillermo Huerta

Departamento de Ingeniería Eléctrica,
Universidad Técnica Federico Santa María
Valparaíso, Chile
guillermo.huerta.14@sansano.usm.cl

Resumen—En la presente tarea se realiza la implementación de un cargador de baterías basado en un rectificador fuente de tensión de dos niveles trifásico (2L-VSR) y un convertidor Buck Flyin Capacitor de tres niveles (3L-FCBC) analizado en trabajos pasados. Para el convertidor 2L-VSR se determina su representación en variables de estado en un sistema de coordenadas giratorias dq linealizado y sus funciones de transferencia respectivas para cada objetivo de control. Este convertidor se sincroniza con la red utilizando un estimador de fase de una señal sinusoidal PLL. Se diseña un banco de baterías BESS alimentado por el 3L-FCBC, basado en un modelo comercial y su esquema de control. Se presentan resultados de simulación en el programa PLECS de la dinámica del cargador de baterías para escalones de tensión en el condensador de enlace DC.

Términos claves—Capacitor voltage balancing, Control design, DC-DC power conversion, flying capacitor boost converter

I. INTRODUCCIÓN

El convertidor fuente de tensión puede dirigir el flujo de potencia de la red a la carga en modo rectificador (VSR) y de la carga a la red en modo inversor (VSI).

El principio de funcionamiento de este convertidor consiste en mantener la tensión en el condensador de enlace DC al valor de referencia deseado, usando un lazo de control realimentado como se muestra en la Figura 1.

Este lazo de control requiere del uso de un estimador de fase [1] para orientar los sistemas de coordenadas dq utilizados para el control de corriente interno y las señales de modulación que ingresan al PWM del convertidor utilizado. Este estimador, que llamaremos PLL, requiere pasar por un proceso de diseño, lo que implica exigencias de control según el tipo de señales con las cuales se enfrente. Dicho proceso también se realiza para todos los controladores inmersos en el esquema utilizado. Dada la cantidad de variables controladas, debe haber una buena comunicación entre los criterios de diseño para que no se tenga una influencia no deseada entre las variables de los lazos de control. Debido a lo anterior, la calidad de las señales que se ofrecen desde terminales de la red, como la potencia activa, dependen en gran medida por el diseño de control, por lo que se pone gran énfasis en esta etapa, si dejar de dar importancia a las otras.

La carga resistiva mostrada en la Figura 2 representa una exigencia de potencia activa, lo que en este trabajo serviría para hacer pruebas de control. Realmente, en una etapa final,

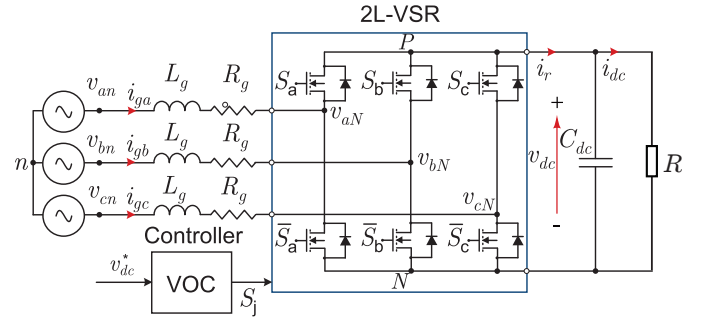


Fig. 1. Rectificador de frente activo.

se tendrá conectado a estos bornes el convertidor FCBC, donde la tensión v_{dc} servirá como tensión de alimentación para dicha configuración. Con ello será posible entregar potencia de la red hacia un banco de baterías a través de dicho condensador. Antes de realizar esta operación en conjunto, se realizan pruebas al banco de baterías, el cual pasa por un proceso de modelación y ajuste de esquema de control, con tal de entregar una representación fiel de las características reales de cada celda que compone el banco, a través del modelo Sheperd [2], además del análisis del esquemas de control independientes y en cascada con la idea de entregar el mejor desempeño en las variables de interés, tensión v_o , corriente i_o y estado de carga SoC .

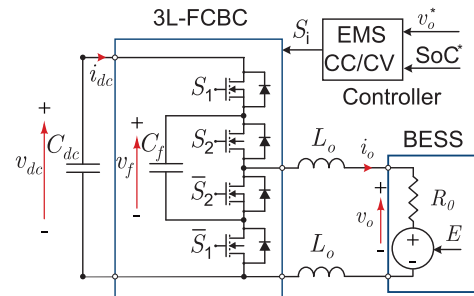


Fig. 2. Banco de baterías alimentado por FCBC.

Los parámetros utilizados para el conjunto analizado se encuentran en las Tablas I y II.

II. MODELO DE CONVERTIDOR 2L-VSR

Tabla I
PARÁMETROS DEL SISTEMA DC-DC 3L-FCBC

Símbolo	Parámetro	Valor
V_o	Voltaje nominal del banco de baterías	375 V
P_o	Potencia máxima de salida	85 kW
P_n	Potencia nominal de salida	50 kW
L_o	Inductor de salida	1mH
C_f	Condensador flotante	0.47 mF
f_s	Frecuencia de conmutación	100 kHz
f_s	Frecuencia de muestreo	10 kHz
n_s	Número de baterías en serie	96
n_p	Número de arreglos en paralelo	74
V_{CV}	Voltaje de referencia constante	390 V
I_{CC}	Corriente de referencia constante	100 V

Tabla II
PARÁMETROS DEL SISTEMA 2L-VSR

Símbolo	Parámetro	Valor
V_{dc}	Voltaje del dc-link	600 V
C_{dc}	Condensador del dc-link	4.7 mF
V_g	Voltaje nominal de red fase-neutro rms	220 V
f_g	Frecuencia nominal del sistema	50 Hz
P_n	Potencia activa nominal	50 kW
L_g	Inductor del filtro ac	2 mH
R_g	Resistencia del inductor	0.2 Ω
f_{sw}	Frecuencia de conmutación	10 kHz
f_s	Frecuencia de muestreo	10 kHz

A. Plantas de corriente

Para poder controlar la corriente de red i_g mediante control PI tradicional, es necesario proyectar la dinámica de las variables de estado a un sistema de coordenadas giratorio sincronizado con la tensión de red, con el fin de obtener señales constantes, que se puedan controlar mediante referencias constantes. Para ello, se utilizan las transformadas $\alpha\beta$ en coordenadas fijas y dq en coordenadas rotatorias.

Para obtener la planta de corriente en coordenadas dq , primero se realiza un LVK en cada fase del lado AC del convertidor, donde se obtiene las ecuaciones (1), (2) y (3).

$$v_{an} = L_g \frac{di_{ga}}{dt} + R_g i_{ga} + v_{aN} + v_{Nn} \quad (1)$$

$$v_{bn} = L_g \frac{di_{gb}}{dt} + R_g i_{gb} + v_{bN} + v_{Nn} \quad (2)$$

$$v_{cn} = L_g \frac{di_{gc}}{dt} + R_g i_{gc} + v_{cN} + v_{Nn} \quad (3)$$

Dada la simetría de estas ecuaciones, se pueden resumir como vectores, lo que se muestra en la ecuación (4).

$$v_g^{abc} = L_g \frac{di_g^{abc}}{dt} + R_g i_g^{abc} + v^{abc} + \vec{1}v_{Nn} \quad (4)$$

En segundo lugar, se transforman estas ecuaciones a coordenadas fijas en cuadratura $\alpha\beta$ mediante la expresión mostrada en (5).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

De esta transformación se obtiene la Ecuación 6, en la que se aprecia una forma similar, pero sin la tensión V_{Nn} debido a que es una componente de secuencia cero que se elimina al efectuar la transformación. Esta forma de expresar las variables permite analizar el sistema en dos ejes, tal como se muestra en la Figura 3.

$$v_g^{\alpha\beta} = L_g \frac{di_g^{\alpha\beta}}{dt} + R_g i_g^{\alpha\beta} + v^{\alpha\beta} \quad (6)$$

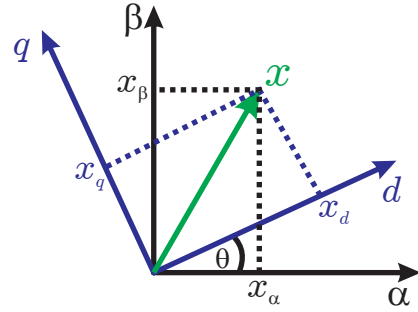


Fig. 3. Plano $\alpha\beta$ y dq para transformación de coordenadas.

Convenientemente se puede orientar las variables con respecto a otro eje, es decir, se podría hacer un cambio de coordenadas mediante la expresión (7), que lleva las variables a las coordenadas dq mostradas en la Figura 3.

$$x^{dq} = x^{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (7)$$

Aplicando dicha relación a la Ecuación (6), se obtiene la siguiente expresión

$$v_g^{dq} = L_g \frac{di_g^{dq}}{dt} + jL_g \omega_g \frac{di_g^{dq}}{dt} + R_g i_g^{dq} + v^{dq} \quad (8)$$

Se destaca que este cambio de coordenadas provoca el acoplamiento entre canal d y q debido al factor de contiene j . Esta expresión puede ser representada en forma matricial como se muestra a continuación

$$V_g^{dq} = L_g \frac{dI_g^{dq}}{dt} + J L_g \omega_g \frac{dI_g^{dq}}{dt} + R_g I_g^{dq} + V^{dq} \quad (9)$$

Donde la matriz J se define en (10) y representa el acoplamiento antes mencionado, ya que incorpora a cada canal un valor correspondiente a otro.

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

En la Ecuación (11) se muestran las actuaciones y perturbaciones consideradas para el diseño, mientras que las variables a controlar son las corrientes i_{gd} e i_{gq} .

$$L_g \frac{dI_g^{dq}}{dt} + R_g I_g^{dq} = \underbrace{V_g^{dq} - J L_g \omega_g \dot{I}_g^{dq}}_{\text{Perturbación}} - \underbrace{V^{dq}}_{\text{Actuación}} \quad (11)$$

Llevando esta expresión al plano de Laplace se puede obtener las plantas de corriente, que son idénticas.

$$\frac{I_{gd}(s)}{V_d(s)} = \frac{-1}{L_g s + R_g} \quad (12)$$

$$\frac{I_{gq}(s)}{V_q(s)} = \frac{-1}{L_g s + R_g} \quad (13)$$

Al trabajar con el modelo promediado de la planta se puede expresar la actuación, que es la tensión de convertidor, como se muestran en (14), debido a que es la magnitud de la tensión fundamental y nos permite redefinir la actuación como m^{dq} , que es el índice de modulación del inversor.

$$V^{dq} = \frac{m^{dq} v_{dc}}{2} \quad (14)$$

Finalmente, las plantas de corriente quedan de la siguientes forma

$$\frac{I_{gd}(s)}{V_d(s)} = -\frac{\frac{v_{dc}}{2}}{L_g s + R_g} \quad (15)$$

$$\frac{I_{gq}(s)}{V_q(s)} = -\frac{\frac{v_{dc}}{2}}{L_g s + R_g} \quad (16)$$

Reemplazando los valores de la Tabla II se obtienen las plantas de corriente de primer orden con un polo en el semiplano izquierdo.

$$\frac{I_{gd}(s)}{V_d(s)} = \frac{-300}{0.002s + 0.2} \quad (17)$$

$$\frac{I_{gq}(s)}{V_q(s)} = \frac{-300}{0.002s + 0.2} \quad (18)$$

B. Planta de tensión

Para poder efectuar el control de tensión en el DC-link se debe plantear una ecuación que represente su comportamiento, y donde se pueda indicar la actuación a considerar. Se propone trabajar con la ecuación de igualdad de potencia instantánea de todo el sistema, tanto del lazo izquierdo del convertidor como del lado derecho de la Figura 1. Dicha relación se muestra en la Ecuación (19), en la cual es posible apreciar que se tienen 4 variables, por lo que se puede linealizar el sistema con respecto a un punto de operación en estado estacionario. En este caso se propone trabajar con una resistencia que consuma una corriente de 83.33 A, la cual tiene un valor de 7.2 Ω y que implica que la corriente i_{gd} en el punto de operación sea $i_{gd0} = 115.75$ A.

$$\underbrace{f(i_{gd}, \dot{i}_{gd}, v_{dc}, \dot{v}_{dc})}_x = C_{dc} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{3}{2} L_g i_{gd} \frac{di_{gd}}{dt} + \frac{3}{2} R_g i_{gd}^2 + \frac{v_{dc}^2}{R} - \frac{3}{2} v_{gd} i_{gd} \quad (19)$$

Para emplear la linealización de primer orden se deriva la función $f(x)$ con respecto a cada variable del vector x , en el punto de operación indicado, dichas derivadas son expresadas en (20)-(23).

$$\left. \frac{\partial f}{\partial i_{gd}} \right|_{x_0} = k_1 = 3R_g i_{gd0} - \frac{3}{2} v_{gd} \quad (20)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial \dot{i}_{gd}} \right|_{x_0} = k_2 = \frac{3}{2} L_g i_{gd0} \quad (21)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial v_{dc}} \right|_{x_0} = k_3 = \frac{2v_{dc0}}{R} \quad (22)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial \dot{v}_{dc}} \right|_{x_0} = k_4 = C_{dc} v_{dc0} \quad (23)$$

Con dichos parámetros se construye la aproximación de Taylor de primer orden de $f(x)$ tal como se muestra a continuación,

$$f(x) \simeq k_1 \Delta i_{gd} + k_2 \Delta \dot{i}_{gd} + k_3 \Delta v_{dc} + k_4 \Delta \dot{v}_{dc} \quad (24)$$

Tomando en cuenta que se tienen variables de la forma $\Delta x_i = x_i - x_{i0}$, se definen los puntos de operación x_{i0} como perturbación, v_{dc} como la variable de estado e i_{gd} como actuación. La expresión en términos de Laplace es mostrada en la Ecuación (25).

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{gd}(s)} = -\frac{k_1 + k_2 s}{k_3 + k_4 s} \quad (25)$$

Reemplazando los valores obtenidos en (20)-(23) en (25), se obtiene lo siguiente

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{gd}(s)} = -\frac{3R_g i_{gd0} - 1.5v_{gd} + 1.5L_g i_{gd0}s}{2v_{dc0}/R + C_{dc}v_{dc0}s} \quad (26)$$

Reemplazando los parámetros del sistema y las variables en el punto de operación se tiene la función de transferencia en términos numéricos, tal como se muestra en (27), en la que se aprecia un cero en el semiplano derecho, por lo que su efecto no puede ser compensado, pero el control puede efectuarse de todas formas debido a que la planta tiene un polo estable.

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{gd}(s)} = -\frac{0.3472s - 397.2}{2.82s + 166.7} \quad (27)$$

C. Planta de PLL

El esquema de la PLL es mostrado en la Figura 4, donde se tiene una rotación de coordenadas de la señal de entrada con respecto al ángulo estimado de la red, luego se utiliza como variable de control la tensión v_{gq} normalizada con respecto al valor máximo de tensión de la red, que puede ser obtenido de la misma rotación de coordenadas. Esta señal se compara con su referencia, la cual es 0 para que $v_g = v_{gd}$. Finalmente, se pasa por un controlador que es diseñado con un ancho de banda de 100 Hz y un amortiguamiento de 0.7, para que la PLL se estabilice en aproximadamente un ciclo de la red.

La elección de dicho esquema de control es en base a la teoría expuesta en el texto [1], el cual presenta este tipo de PLL como detector de fase en base a señales en cuadratura. Se aprovecha de las propiedades que tiene una función sinusoidal (proveniente del cambio de coordenadas) cerca del valor 0, ya que se puede aproximar a su argumento, como se muestra en (28), que es el valor de tensión en el eje q luego del cambio de coordenadas, en función del valor máximo de tensión \hat{v}_g , ángulo de la red θ_g y el ángulo estimado de la red $\hat{\theta}_g$. Luego, se relaciona dicha función con la frecuencia de la red, ya que esta última es la integral del ángulo de la red, como se muestra

en (29). Finalmente, llevando todo al plano de la frecuencia se tiene la planta mostrada en (30), que es de tipo integral, similar a la mostrada en la Figura 4, pero con una constante proporcional distinta debido a que el esquema de control está normalizado con respecto a dicho valor.

$$v_{gq} = \hat{v}_g \sin(\theta_g - \hat{\theta}_g) \approx \hat{v}_g(\theta_g - \hat{\theta}_g) = -\Delta\hat{\theta}_g \hat{v}_g \quad (28)$$

$$\Delta\hat{\theta}_g = \int \Delta\hat{\omega}_g \quad (29)$$

$$\frac{V_{gq}(s)}{\Delta\hat{\Omega}_g(s)} = -\frac{\hat{v}_g}{s} \quad (30)$$

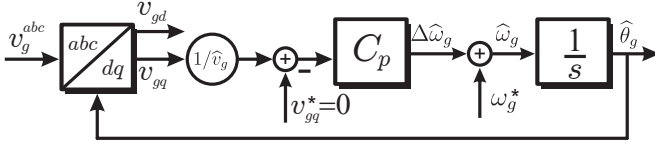


Fig. 4. Esquema de control para SRF-PLL.

III. DISEÑO DE CONTROL

El control digital requiere la implementación de un algoritmo que pueda ser manejado por una plataforma experimental de DSP+FPGA [3]. Para ello es relevante el uso del control en tiempo discreto, ya que se utilizan algoritmos recursivos que ocupan información presente y pasada de las variables medidas o calculadas. Los controladores diseñados son del tipo PI, para asegurar error en estado estacionario cero, ya que se cuenta con perturbaciones y saturaciones que provocan efectos no lineales. La forma para este controlador se muestra en la expresión (31).

$$C_z = k_p + \frac{k_i}{z-1} \quad (31)$$

Se controlará las corrientes i_g^{dq} y la tensión v_{dc} , por lo que es necesario diseñar tres controladores, para los cuales se tendrán exigencias distintas. Para el control de corriente i_g^{dq} se diseña un ancho de banda de 1 kHz y para la tensión v_{dc} se diseña a un ancho de banda de 100 Hz, para que el control de tensión vea al lazo de corriente como una ganancia unitaria.

Lo anterior se lleva a cabo calculando la función de transferencia de lazo cerrado con las plantas obtenidas del apartado anterior, ello se hace con la ecuación (32).

$$H_x = \frac{C_x G_x}{1 + C_x G_x} \quad (32)$$

Donde,

H_x : Función de transferencia para la variables $x=\{i_{gd}, i_{gq}, v_{dc}\}$
 C_x : Controlador para la variables $x=\{i_{gd}, i_{gq}, v_{dc}\}$

Se calcula el módulo de la Ecuación (32) a la frecuencia del ancho de banda w_b , con la relación $z = e^{jw_b h}$, como se muestra en la Ecuación (33), donde se aprecia la igualdad con el valor $\frac{1}{\sqrt{2}}$, valor al cual se encuentra el ancho del banda del

sistema, es decir, valor en el que con frecuencia w_b se tiene una ganancia de -3db.

$$|H_x(e^{jw_b h})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (33)$$

Con el procedimiento anterior se llega a una expresión en función de k_p y k_i , por lo que primero se mapea con valores de k_p y posteriormente se obtiene el valor de k_i . Luego, se verifica en una primera etapa que los valores propios del lazo cerrado sean estables, es decir, que estén contenidos en el círculo unitario, esto permite que tanto los polos como los ceros sean estables, para evitar fenómenos indeseados. Después, para que el controlador tenga ceros estables se verifica que $k_i < 2k_p$ y $k_i > 0$, en caso de que $k_p > 0$. Si $k_p < 0$, se verifica que $k_i > 2k_p$ y $k_i < 0$. Lo anterior se explica desarrollando la expresión (31) como se muestra en (34), donde el cero está en función de los parámetros k_p y k_i y se debe cumplir la relación (35) para que el cero esté dentro del círculo unitario.

$$C_z = k_p \frac{z - (k_p - k_i)k_p}{z - 1} \quad (34)$$

$$\left| \frac{k_p - k_i}{k_p} \right| < 1 \quad (35)$$

Del conjunto de controladores factibles se eligen los que provocan que la planta de lazo cerrado tengan polos dominantes con amortiguación ξ entre 0.6 y 0.9, para que se tenga una respuesta a escalón con sobrepaso subamortiguado.

Para el control de corriente i_g , los puntos que cumplen con todas las condiciones antes mencionadas son mostrados en la Figura 6, y para el caso del controlador de tensión v_{dc} se tienen los puntos mostrados en la Figura 5. De cada gráfica se escoge un set de valores para mostrar la respuesta a escalón del lazo cerrado, que son mostradas en las Figuras 7 y 8, respectivamente. En ellas se indica el valor de k_p , k_i y el amortiguamiento ξ de los polos dominantes que provoca la respuesta a escalón. Además, en el recuadro interno se muestra el sobrepaso al que llega cada respuesta.

Como se aprecia, todas las respuestas son estables y subamortiguadas, debido a los criterios escogidos previamente y queda por determinar mediante algún criterio el controlador para cada lazo. Se elige un par de parámetros que permita un sobrepaso cercano al 10%. Analizando las figuras, se determina que los parámetros óptimos para el control de cada lazo son los mostrados en la Tabla V.

Para el diseño del control para la PLL se utiliza una planta de tipo integral $1/s$ debido a que el esquema de control de la Figura 4, muestra que se usa esa planta para modelar. Esto es posible normalizando, es decir, dividiendo la variable a controlar por la constante proporcional de la planta e invirtiendo el signo de esta señal y de su referencia.

Si el controlador es de la forma mostrada en (36), la función de transferencia de lazo cerrado queda de la forma mostrada en la Ecuación (37), la cual puede ser comparada con la expresión (38).

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (36)$$

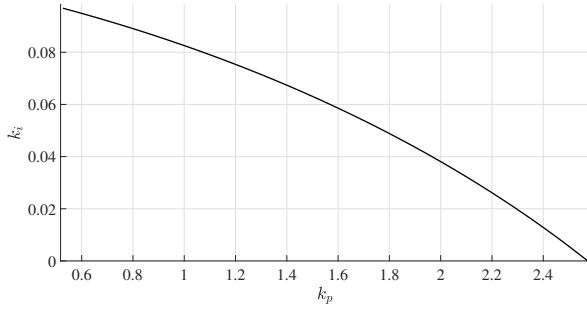


Fig. 5. Parámetros k_i y k_p factibles para controlador de tensión v_{dc} .

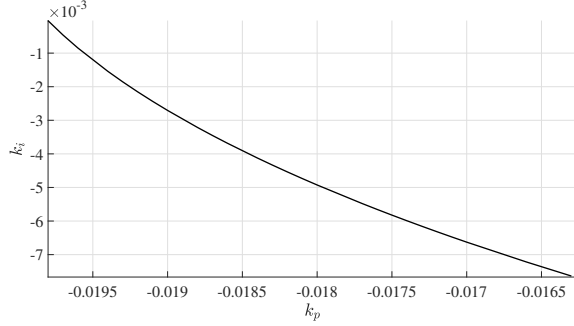


Fig. 6. Parámetros k_i y k_p factibles para controlador de corriente i_g .

$$H(s) = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (37)$$

$$H(s) = \frac{as + \omega_n^2}{s^2 + \xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (38)$$

De esta relación se puede obtener el ancho de banda en función de ω_n , al reemplazarla en la Ecuación (39).

$$|H(j\omega_b)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (39)$$

Al desarrollar la expresión, se obtiene la siguiente relación

$$\omega_n = \omega_b \sqrt{\sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1} - (2\xi^2 + 1)} \quad (40)$$

Al obtener ω_n , sabiendo los valores de ξ y ω_b , se puede utilizar el método de asignación de polos. Este permite asignar la velocidad y amortiguación de los polos de lazo cerrado, tal como se hace en [4]. Si tenemos una función de transferencia en tiempo continuo de la forma mostrada en (38) con una ecuación característica de segundo orden en tiempo discreto como se ve en (41), se puede encontrar una relación entre los parámetros a_1 y a_2 con los parámetros del modelo en estado continuo: factor de amortiguamiento ξ y frecuencia natural ω_n . Dicha relación se muestra en las ecuaciones (42) y (43).

$$\Lambda(z) = z^2 + a_1 z + a_2 \quad (41)$$

$$a_1 = -2e^{-\xi \omega_n T_s} \cos\left(\omega_n T_s \sqrt{1 - \xi^2}\right) \quad (42)$$

$$a_2 = e^{-2\xi \omega_n T_s} \quad (43)$$

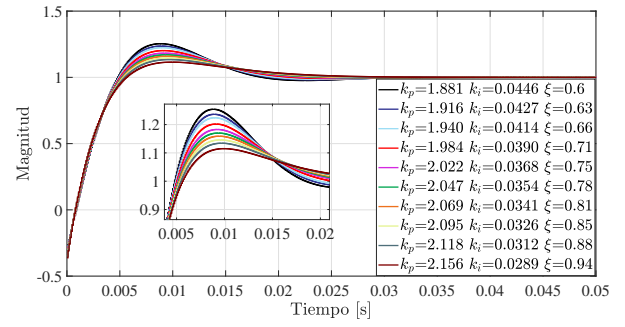


Fig. 7. Respuesta a escalón para control de tensión v_{dc} para set de parámetros escogidos de Figura 5.

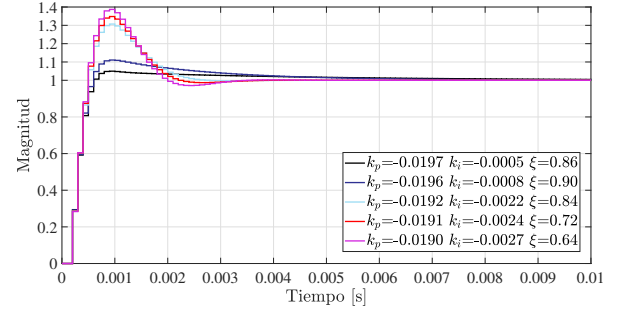


Fig. 8. Respuesta a escalón para control de corriente i_g para set de parámetros escogidos de Figura 6.

Lo anterior se logra mapeando los polos desde el plano continuo al plano discreto, resolviendo la ecuación característica de segundo orden mostrada en el denominador de (38) y luego reemplazando la solución en la expresión $z_i = e^{s_i T_s}$ [5], donde T_s es el periodo de muestreo.

La planta utilizada tiene la forma mostrada en (44), es decir, es de primer orden, pero en caso de ser del tipo integral, sólo se reemplaza d_o por 1.

$$H_z = \frac{n_o}{z - d_o} \quad (44)$$

Finalmente, al calcular la función de transferencia de lazo cerrado se pueden calcular los parámetros k_i y k_p del controlador en función de las constantes d_o y n_o de la planta, y los parámetros a_1 y a_2 , provenientes de la asignación de polos. Esta relación se muestra en (45) y (47).

$$k_i = \frac{a_1 + a_2 + 1}{n_o} \quad (45)$$

$$k_p = \frac{a_1 + d_o + 1}{n_o} \quad (46)$$

El control de la PLL se diseña para un ancho de banda de 100 Hz y amortiguamiento de 0.7, para que se tenga una respuesta que se establezca cerca de un ciclo de la red. Los parámetros encontrados para este control son mostrados en la Tabla V, mientras que la respuesta a escalón según el diseño es mostrada en la Figura 9, la cual muestra que el tiempo de

asentamiento es cercano al periodo de la red y que el sobrepaso es de aproximadamente un 20%.

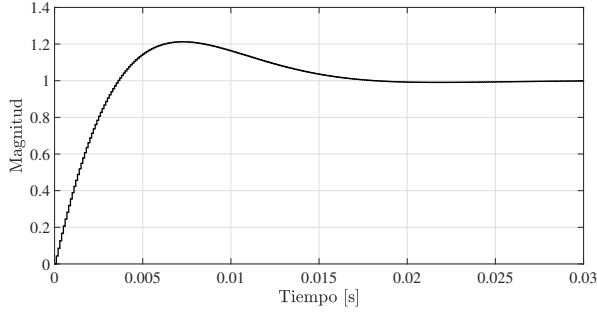


Fig. 9. Respuesta a escalón para control de la PLL.

Tabla III
PARÁMETROS ÓPTIMOS PARA LAZOS DE CONTROL DEL SISTEMA.

Control	Parámetros			
	k_p	k_i	ξ	f_b Hz
i_g	-0.0196	-0.0008	0.90	1000
v_{dc}	2.156	0.0289	0.94	100
PLL	431.66	9.1206	0.707	100

A. Esquema de control

El esquema completo para el control de corriente i_g y tensión v_{dc} se muestra en la Figura 10, en el que es posible apreciar que se tiene lazos anidados, donde se tiene un lazo externo de control de tensión y un lazo interno de control de corriente. Se aprecia que hay tres mediciones del sistema. La medición de la tensión de la fuente v_g es la entrada para la PLL, la cual permite obtener tres variables del sistema: frecuencia de la red ω_g , magnitud de la tensión v_g , que es equivalente a v_{gd} en coordenadas orientadas con la tensión de la red, y el ángulo de la red θ_g , el cual permite orientar el esquema de control con respecto a la fase de la red y con ello obtener un factor de potencia deseado desde sus terminales. La medición de tensión permite cerrar el lazo de control para la tensión en el DC-link, además se utiliza para definir la saturación de su actuación. Dicha limitación se construye con dos parámetros, los cuales pueden ser calculados en cada ciclo. El primero es la limitación en potencia que pasa a través del convertidor, la cual se define como dos veces la potencia nominal del conjunto, para poder efectuar sobrepasos de potencia en los estados transitorios, es decir, en los cambios de referencia que se genera en algún controlador. Para obtener la corriente que provoca dicha potencia se resuelve la ecuación de igualdad de potencia (19), que puede reescribirse como se muestra en (47)

$$P_c = \frac{3}{2}v_{gd}i_{gd} - \frac{3}{2}R_g i_{gd}^2 \quad (47)$$

Donde P_c es la potencia que pasa a través del convertidor, el primer término a la derecha de la ecuación es la potencia

entregada por la fuente v_g y el último es la potencia disipada por la resistencia R_g . Como se mencionó, la potencia máxima se diseña con el doble de la potencia nominal, lo que implica que el valor de corriente máxima i_{gdm1} para dicha restricción es 256.6 [A]. Si se quiere incorporar dicha ecuación al control, del tal forma que pueda actualizarse, se ingresa de la forma mostrada a continuación

$$i_{gdm1} = \frac{\frac{3}{2}v_{gd} - \sqrt{\frac{9}{4}v_{gd}^2 - 6P_cR_g}}{3R_g} \quad (48)$$

La segunda limitación es la actuación factible que ingresa como referencia al control de corriente. Si se sobrepasa la corriente máxima que puede generar el convertidor, la respuesta se hace inestable debido a que no es posible generar dicho valor que pide el control de tensión para estabilizarse, problema distinto a la limitación que tenga el control de corriente en su actuación. Esta limitación se calcula encontrando la corriente a la cual el control de corriente está saturado, este se realiza haciendo el modelo promedio del sistema en el lado de la red como se muestra a continuación

$$i_{gdm2} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{1}{2}v_{dc} - v_{gd}}{\sqrt{R_g^2 + (\omega_g L_g)^2}} \quad (49)$$

El cual se obtiene de desarrollar la ecuación (8) para la coordenada en el eje d como se muestra en la Ecuación 50.

$$v_{gd} = L_g \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_g L_g \frac{di_{gq}}{dt} + i_{gd}R_g + v_d \quad (50)$$

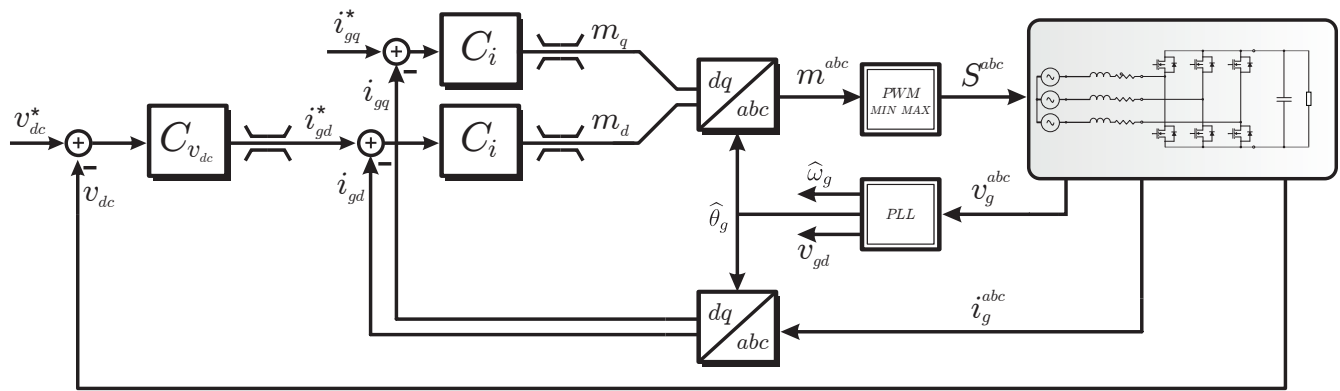
Si dicha ecuación se analiza a frecuencia de la red, se obtiene el modelo promediado antes propuesto. Se destaca que el valor $\frac{2}{\sqrt{3}}$ aparece debido a que se está trabajando con una modulación Min-Max, la cual permite llegar hasta este nivel de índice de modulación, por lo que es el valor que entrega el mayor valor de corriente.

Finalmente, el valor máximo de saturación es el mínimo entre los dos límites antes mencionados.

$$i_{gdm} = \min \{i_{gdm1}, i_{gdm2}\} \quad (51)$$

Luego, siguiendo el análisis del esquema de control, se pasa a través del controlador de corriente el cual tiene una saturación en su actuación que depende del tipo de modulación con la que se esté trabajando. Al ser una modulación Min-Max se limita con el mismo valor de saturación que tiene una modulación con vectores espaciales (SVM), la cual se obtiene de encontrar el radio de la trayectoria circular máxima que permite este tipo de modulación, que tiene un valor de $\frac{2}{\sqrt{3}}$, tal como se mencionó anteriormente. Como la corriente i_g está compuesta por las señales i_{gd} e i_{gq} , se deben acoplar la saturación entre ambas para que se limite la magnitud de i_g al valor antes propuesto. Como generalmente se desea trabajar con un factor de potencia alto (en este caso 1), se satura primero la actuación del eje directo m_d al valor $\frac{2}{\sqrt{3}}$, luego la actuación en el eje en cuadratura se satura de la siguiente forma

$$m_q = \sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}} - m_d^2} \quad (52)$$



Es decir, la magnitud del vector de actuación siempre será menor o igual al valor de saturación. Dicho vector es llevado a coordenadas abc para que pueda pasar por un esquema PWM Min-Max, el que se muestra en la Figura 11, el que resta a la señal de modulación una señal de principalmente tercer armónico, hecha con el valor máximo y mínimo de las señales de modulación, tal como se muestra en el esquema. Este nuevo índice de modulación es pasada por un comparador, que utiliza una triangular entre -1 y 1, donde la salida son los pulsos S^{abc} para los semiconductores superiores, mientras que los negados corresponden a los semiconductores inferiores.

Para los controladores de tensión y corriente se incorpora una estructura de anti-enrollamiento, que se muestra en la Figura 12, que permite quitar la influencia de la parte integral de los controladores cuando se satura la actuación.

IV. RESULTADOS PARA RECTIFICADOR DE FRENTE ACTIVO

A. Escalón $v_{dc}^* = 600u(t) + 20u(t - 0.15)$ V

Antes de iniciar el control, se carga el condensador usando el convertidor como un puente de diodos, ello se realiza dando una señal 0 a los semiconductores, por lo que es posible trabajar solo con los diodos de cada módulo. Durante ese tiempo se realiza el control de la PLL, la cual demora cerca de un ciclo de la red en estabilizarse, tal como se muestran en la Figura 13. En ella se entrega el valor del ángulo estimado, junto a la tensión v_{ga} normalizada. Se puede notar que, en el segundo máximo de la tensión v_{ga} se sincroniza el ángulo estimado con el de la red, ya que cuando se tiene un ángulo 0, la tensión es máxima, por lo que la sincronización es correcta. En la gráfica inferior se muestra la señal de tensión en el eje en cuadratura, la cual es la señal de control de la PLL que alcanza la referencia en aproximadamente un ciclo de la red, tal como se diseñó.

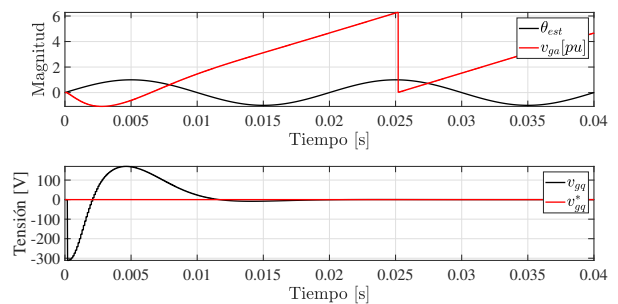


Fig. 13. Respuesta del control de SRF-PLL.

Luego de estabilizar el ángulo de sincronismo, se controla la tensión v_{dc} a 600 V y se prueba la dinámica del sistema ante un escalón de tensión en el instante $t=0.15$ s, que es mostrada en la Figura 14. Es posible apreciar en el primer intervalo que la tensión se controla a 600 V, que la corriente i_{gd} se controla en el valor del punto de operación calculado 115.75 A y que la corriente i_{gq} es 0 A, tal como se asignó la referencia. Luego, se genera el cambio de referencia de tensión para el cual se puede apreciar en la gráfica de tensión que la tensión baja en un principio, comportamiento que permite identificar la presencia

del cero inestable mencionado en la etapa de modelación, el que se asocia al fenómeno del *undershoot*. Luego, la tensión llega al estado estacionario con un sobrepaso de alrededor del 10% y un tiempo de asentamiento de 0.03 s, tal como se obtuvo en el diseño, lo que verifica que el modelo utilizado es correcto. Para la corriente se tiene un seguimiento rápido a los cambios de referencia, que cambia mientras la tensión sigue en estado transitorio, por lo que se comprueba que el diseño a un ancho de banda 10 veces más grande implica una dinámica rápida para este control, lo que permite al control de tensión ver a lazo interno como una ganancia unitaria. En la última gráfica es posible apreciar que la corriente en el eje q varía a pesar que su referencia no cambia, esto evidencia el acoplamiento que tienen los canales *dq* por haber hecho la rotación de coordenadas.

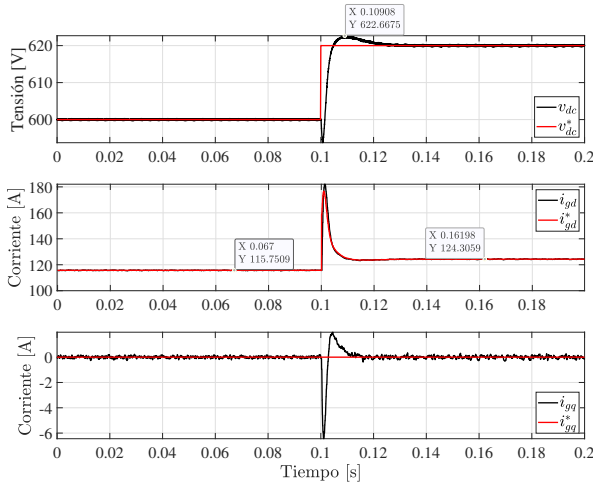


Fig. 14. Respuesta a escalón $v_{dc}^* = 600u(t) + 20u(t - 0.15)$ V para tensión v_{dc} , i_{gd} e i_{gq} .

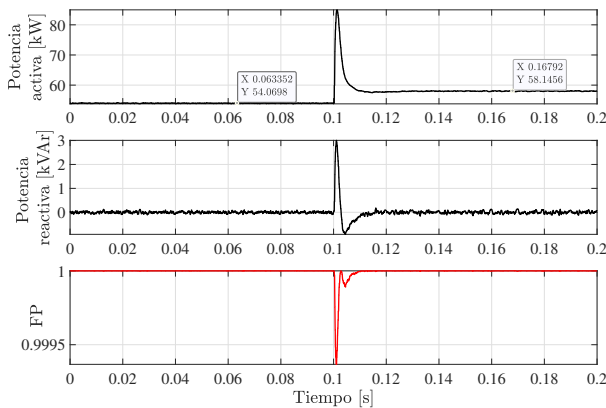


Fig. 15. Respuesta a escalón $v_{dc}^* = 600u(t) + 20u(t - 0.15)$ V para potencia activa, potencia reactiva y factor de potencia para fuente de tensión v_{gd} .

La corriente en el eje q es llevada a 0 para que la red trabaje a factor de potencia unitario, lo que se verifica en la Figura 15, donde en la primera gráfica se muestra la potencia

activa que entrega la fuente. En el primer intervalo se tienen 54 kW, donde 50 kW corresponden a la potencia entregada a la carga de 7.2Ω y el restante corresponden a las pérdidas de la resistencia de R_g . En la segunda gráfica se aprecia la potencia reactiva, que es 0 debido a que la corriente i_g es orientada con respecto a la tensión de la fuente, esto implica que el factor de potencia, mostrado en la tercera gráfica, sea unitario. Al haber un cambio en la referencia de tensión hay exigencia de potencia reactiva, ya que se requiere de la dinámica de las inductancias y la capacitancia del sistema para controlar tensión y corrientes.

V. DISEÑO DE BANCO DE BESS

Se diseña un banco de baterías basado en el modelo Panasonic-NCR18650B [6] con 96 celdas en serie y 74 arreglos en paralelo. Este modelo es similar al utilizado en el Modelo S de la compañía *Tesla* el cual está compuesto por 7104 celdas repartidas en 16 módulos en serie. Para modelar el comportamiento no lineal de la característica tensión-corriente de las baterías se utiliza el modelo *Lithium-ion* basado en circuitos eléctricos con componentes RC y una fuente de tensión de controlada por el estado de carga (SoC) como el mostrado en la figura 16.

Siendo el estado de carga

$$SoC(t) = SoC(t_0) + \frac{1}{Q_0} \int_{t_0}^t i_{bat} dt \quad (53)$$

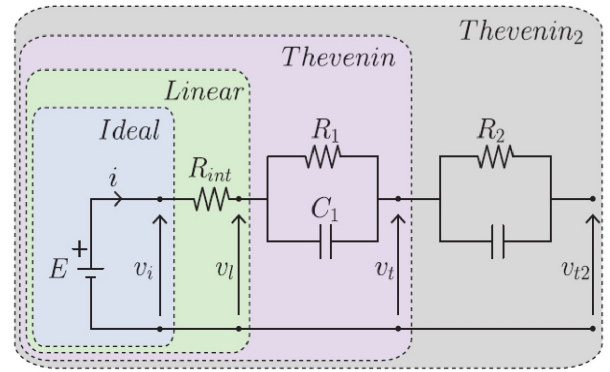


Fig. 16. Modelo Lithium-ion.

Por simplicidad se utilizará el modelo lineal y para su representación, en primera instancia, se obtienen parámetros del datasheet de la batería, ajustando a un modelo Shepherd modificado, agregando un término lineal dependiente de la corriente de la batería y luego se optimizan sus parámetros mediante la aplicación *cftool* de Matlab.

El datasheet proporciona la curva de descarga de la batería, la cual se realiza a la mitad de carga nominal (0.5C) mostrado en la Figura 17, cuyos parámetros relevantes se dan en la zona de máxima tensión (0, V_{full}), zona exponencial (V_{exp} , Q_{exp}), el punto nominal (Q_{nom} , V_{nom}) y máxima capacidad de carga (Q , V_{min}).

Donde

- $V_{full} = 4.2$ V
- $V_{exp} = 4$ V
- $V_{nom} = 3.6$ V
- $V_{min} = 2.5$ V
- $Q_{exp} = 0.0692$ Ah
- $Q_{nom} = 1.348$ Ah
- $Q = 3.242$ Ah

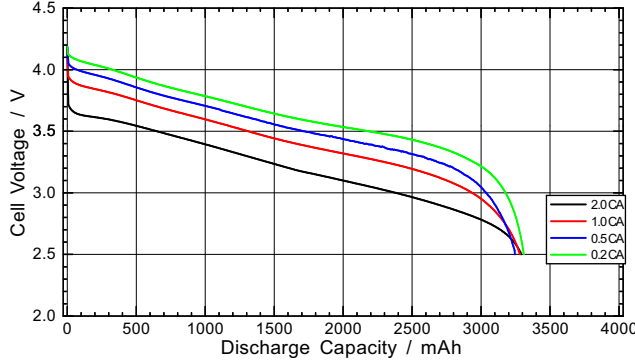


Fig. 17. Curva de descarga de la batería.

El modelo Sheperd de la batería en descarga es dado por la ecuación (54).

$$V_{oc.Dis} = V_0 - \frac{K * Q}{Q - i_{bat}} * i_{bat} + A * e^{-B * i_{bat}} + K_2 * i_{bat} \quad (54)$$

Donde

$$V_0 = V_{full} - V_{exp} = 0.1998 \quad (55)$$

$$B = \frac{3}{Q_{exp}} = 43.323 \quad (56)$$

$$K = [V_{full} - V_{nom} + A * (e^{-B * Q_{nom}} - 1)] * \frac{Q_{full} - Q_{nom}}{Q_{nom}} = 0.7273 \quad (57)$$

$$R = (1 - \eta) * \frac{V_{nom}}{I_{nom}} = 0.0886 \quad (58)$$

$$V_0 = V_{full} + K + R * I_{nom} - A = 3.4168 \quad (59)$$

Estos valores de las constantes de la ecuación (54) se toman como punto inicial para optimizar la curva de descarga mediante *cftool* de Matlab considerando K_2 como otro parámetros de optimización.

Los parámetros optimizados se muestran en la tabla IV

Tabla IV
PARÁMETROS OPTIMIZADOS DEL MODELO SHEPERD MODIFICADO

A	B	K	R ₀	V ₀	K ₂
3.994	82.09	0.00853	0.0886	3.994	0.2371

La comparación entre la curva real de descarga de la batería y la obtenida mediante el modelo Shepherd se muestra en la Figura 18, donde la zona exponencial y el codo quedan bien ajustados, mientras que la zona lineal queda en un nivel levemente más alto a la curva real. Como simplificación para la simulación se considera 1 [h] = 1 [s] debido al extenso tiempo que llevaría simular la carga y descarga de la batería además de la memoria de cálculo del simulador.

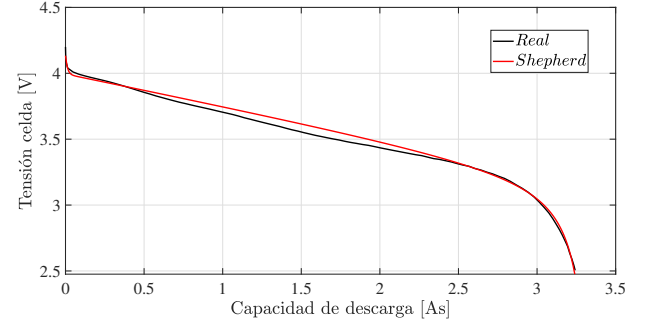


Fig. 18. Comparación curva real de descarga y la obtenido mediante el modelo Shepherd.

VI. DISEÑO DE CONTROL FCBC

Las plantas utilizadas para controlar el sistema son las usadas en la tarea anterior, las cuales se muestran en las ecuaciones (60), (61) Y (62) y son creadas con la información de la Tabla I. La ecuación (63) es la planta que permite controlar v_o con i_o como actuación, la cual permite tener un esquema de control en cascada que posteriormente será utilizado para operar desde control de corriente a control de voltaje. La resistencia R_o es el valor de resistencia representativo que modela el sistema en el punto de transición, es decir, a los 390 V y consumiendo una corriente de 100 A. Este punto es escogido como modelo ya que se necesita un buen desempeño dinámico en el punto de cambio de control.

$$\frac{v_f(z)}{v_B(z)} = \frac{42.55}{z^2 - z} \quad (60)$$

$$\frac{i_o(z)}{v_{cont}(z)} = \frac{27.26}{z^2 - 0.8228z} \quad (61)$$

$$\frac{v_o(z)}{v_{cont}(z)} = \frac{79.04}{z^2 - 0.8228z} \quad (62)$$

$$\frac{v_o(z)}{i_o(z)} = R_o = 3.9 \quad (63)$$

Para controlar las variables, Los criterios de control son los siguientes:

- En caso de haber comportamiento subamortiguado se escoge la respuesta que tenga un sobrepaso de aproximadamente un 10%.
- Control de corriente i_o y tensión v_o con actuación v_{cont} con un ancho de banda de 1000 Hz, 10 veces más rápido

al de tensión v_f para que este último vea a ambos como una ganancia unitaria.

- Control de tensión v_o con actuación i_o con ancho de banda de 1000 Hz.

Este último criterio es debido a que el cambio de tipo de control, es decir, de CC a CV, se produce a 390 V, nivel de tensión cercano a la zona exponencial, por lo que se producen elevaciones considerables debido a la dinámica de la batería. Si el control es lo suficientemente rápido dicho control se mantiene estable y sigue la referencia de tensión dada por la referencia.

La elección del controlador se hace en base al mismo criterio utilizado en el Diseño de Control para el rectificador de frente activo. Las Figuras 19, 20, 21 y 22 muestran el set de parámetros que cumplen con las condiciones de diseño. Para el caso de la Figura 22 se escoge solo una gráfica ya que se elige la misma dinámica que se tiene para el control de corriente i_o , por lo que solamente se escala el controlador por un factor $1/R_o$. Para el caso de la Figura 21 solo se muestra una respuesta debido a que la planta equivalente es de primer orden, por lo que se tiene un comportamiento sobre-amortiguado y las dinámicas son similares con otros parámetros.

Finalmente, los parámetros de los controladores escogido son mostrados en la Tabla V.

Tabla V
PARÁMETROS ÓPTIMOS PARA LAZOS DE CONTROL DEL SISTEMA.

Control	Parámetros	
	k_p	k_i
i_o/v_{cont}	0.01043	0.002358048
v_o/v_{cont}	0.00267436	0.000604628
v_f/v_b	0.00119	0.000009065
v_o/i_o	0.167	0.200785851

VII. ESQUEMAS DE CONTROL

Se utilizan 3 esquemas de control para cargar el banco de baterías diseñado, los cuales serán comparando poniendo énfasis en el comportamiento dinámico de la transición entre control de corriente y control de tensión. El primer control es el independiente sin memoria, el segundo es el independiente con memoria y finalmente se tiene el esquema con lazos en cascada.

A. Control con lazos independientes

El esquema utilizado para el control independiente, con o sin memoria, es mostrado en la Figura 23. El control con memoria básicamente, mientras se está en control de corriente, la actuación del control de tensión se iguala a la actuación del control de corriente, lo que deja de utilizarse cuando se pasa a control de voltaje. Esto permite que, cuando se produzca la transición, la actuación del control de tensión parta en el valor que traía el de corriente. En cambio el control sin memoria no iguala las actuaciones mientras se está en control de corriente,

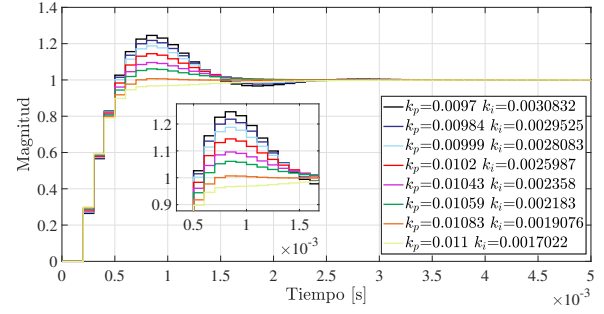


Fig. 19. Respuesta escalón de i_o para set de parámetros escogidos.

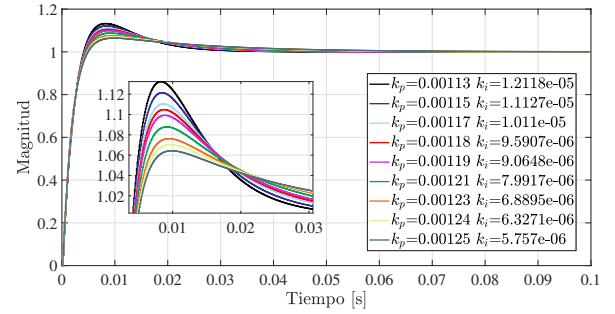


Fig. 20. Respuesta escalón de v_f para set de parámetros escogidos.

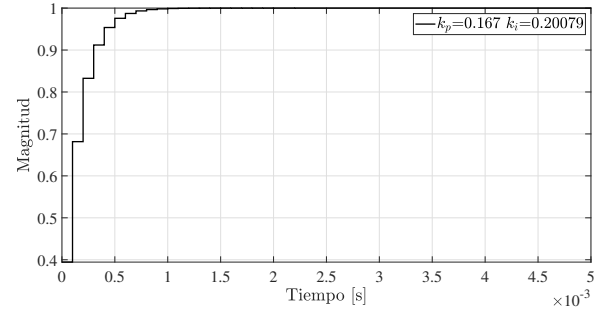


Fig. 21. Respuesta escalón de v_o para control elegido, con i_o como actuación.

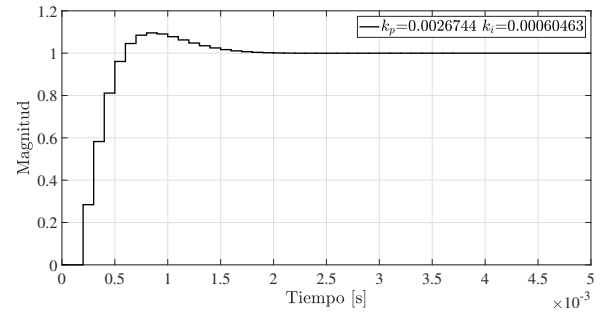


Fig. 22. Respuesta escalón de v_o para set de parámetros escogidos.

por lo que en dichos instantes la actuación del control de voltaje se mantiene saturada.

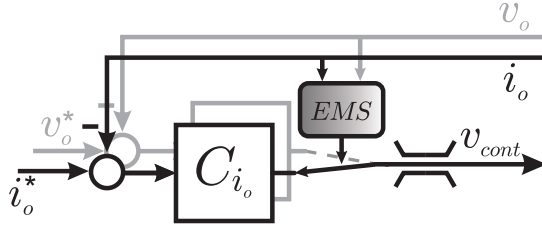


Fig. 23. Esquema de control de lazos independientes.

B. Control con lazos en cascada

El esquema de control utilizado es el mostrado en la Figura 24. En él es posible apreciar que, se ingresa la referencia de tensión v_o^* la cual es 390 V. Como esta tensión esta directamente relacionada con el grado de carga de la batería se debe esperar a que la batería se cargue hasta que se tenga el nivel de tensión suficiente para que v_o alcance la referencia. Antes la actuación de este control se satura y pasa a ser la referencia del control de corriente, que se asigna como 100 A. Lo anterior permite que se esté en modo control de corriente antes de los 390 V y una vez alcanzado ese valor se pasa a control de tensión, por lo que la referencia de corriente ya no se satura y tiende a cero, ya que en ese momento alcanza al grado de carga máxima que implica tener la tensión de referencia asignada en v_o .

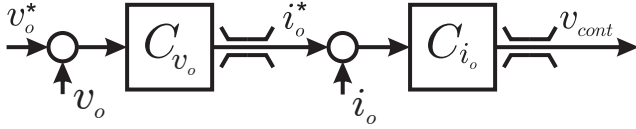


Fig. 24. Esquema de control de lazos en cascada.

C. Comparación de esquemas

Antes de mostrar resultados de todas las variables de interés, se comparan los esquemas antes mencionados mediante el comportamiento que tiene v_o e i_o en la transición. Dicha comparación se aprecia en las Figuras 25 y 26. Como primera observación, se descarta la utilización del control independiente si memoria debido a los elevados transientes con oscilación, tanto en corriente como en tensión, que son producto de iniciar saturado el control de tensión. En cuanto a los otros dos, tienen un comportamiento similar en la forma de onda de corriente, pero en las curvas de tensión se aprecia una leve diferencia, que es mostrada en el cuadro inferior de la esquina derecha, donde se comparan ambos. Se aprecia que el control independiente con memoria está más cercano a los 390 V y llega más rápido al estado estacionario, aunque se tiene una leve perturbación en el instante 0.4 s, aproximadamente. Mientras que el control en cascada también tiene una perturbación, pero más notoria, lo que hace que el estado estacionario se alcance después de dicho fenómeno.

Este es producto de estar trabajando a un grado de carga que pertenece a la zona exponencial de la curva de la batería, por lo que el comportamiento dinámico de ella influye en la dinámica de cada lazo, donde el control en cascada es más sensible a dicho fenómeno. De todas formas dicha elevación es pequeña, por lo que ambos tipos de controles podrían usarse debido a que esta dinámica aparecería menos pronunciada al momento de trabajar en tiempo no normalizado, es decir, al simular el comportamiento en horas, ya que las constantes de tiempo de las variables estarían en sus valores reales.

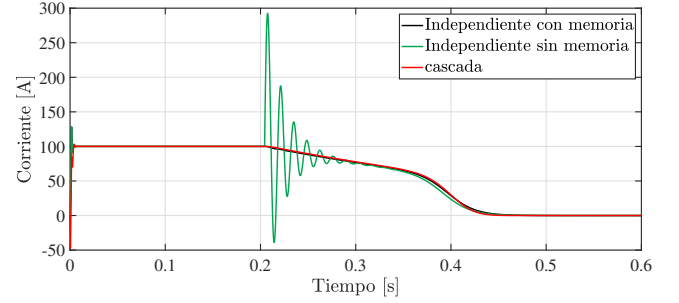


Fig. 25. Comparación de corriente i_o para esquemas analizados.

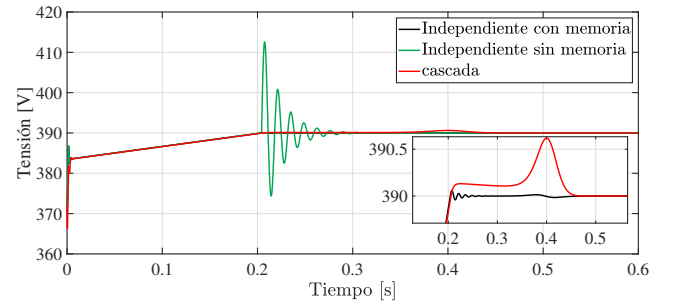


Fig. 26. Comparación de tensión v_o para esquemas analizados.

VIII. RESULTADO DE SIMULACIÓN PARA ESQUEMAS PROPUESTOS

Se escoge el control independiente con memoria y se obtienen los resultados mostrados en las Figuras 28 y 27, de ellas es posible apreciar las variables de interés.

De la Figura 27 se aprecia que se mantiene el control de la variable v_f en torno al valor de referencia, con mayor ripple durante el proceso de carga debido a que se exige una corriente i_o que descarga y carga el capacitor flotante.

Para la Figura 28 se muestra la corriente i_o , tensión v_o y el estado de carga de la batería. Es posible apreciar que se parte en modo control de corriente, hasta que se alcanza un grado de carga dado por un nivel de tensión de 390 V, este ya está dentro de la zona exponencial, por lo que es posible apreciar que el grado de carga es cercano a uno, y por lo tanto el modo control de tensión dura menos tiempo. La pendiente en dichos instantes es pequeña, y la carga no es completa debido a que aquel nivel de tensión es cercano al nivel de tensión nominal.

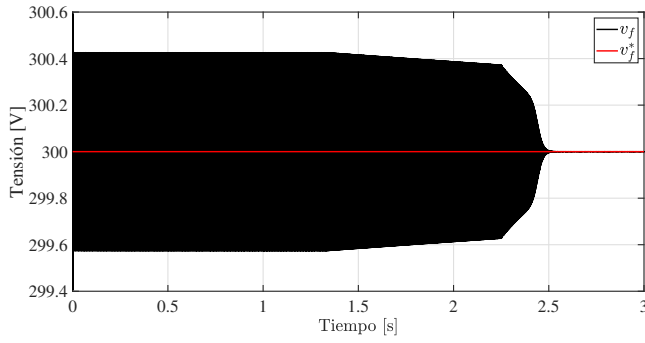


Fig. 27. Tensión de capacitor flotante v_f .

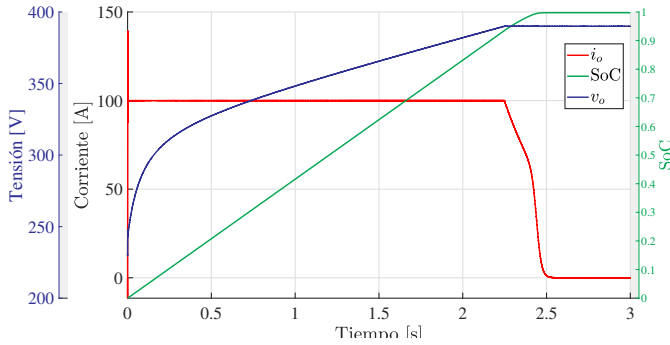


Fig. 28. Curva de tensión v_o , corriente i_o y estado de carga de la batería.

IX. RESULTADOS DE ESQUEMA COMPLETO

Para iniciar el control del conjunto se hace un control por etapas. La primera consta en partir con todos los semiconductores abiertos lo que permite cargar el condensador del DC-link con la tensión de la red, a través de la línea y los diodos del convertidor de dos niveles, esto ocurre en los primeros 50 ms, tal como se muestra en la Figura 29, donde se aprecia la carga del condensador, mientras las corriente por la carga es 0 A. Luego, durante los siguiente 50 ms, se procede a iniciar solamente el control del AFE, es decir, su control de corriente y tensión, tal como se muestra en la misma figura, donde la tensión se establece en el valor de referencia, la corriente en el eje q sigue la referencia de 0 A y la corriente en el eje d mantiene la corriente necesaria para mantener constante la tensión en el DC-Link y enfrenar las pérdidas en la resistencia de línea. Posteriormente, se procede a cargar la batería mediante el inicio del control del FCBC desde el instante 0.1 s, como se puede apreciar en la Figura 30. En ella se puede notar el cambio de la corriente en el eje d, para poder entregar la potencia necesaria durante la carga de la batería, mientras que la corriente en el eje q se controla al valor de referencia, 0 A. En el inicio del control se necesitan reactivos necesarios para enfrenar las dinámicas de las inductancias y capacitores, por lo que se presenta corriente en el eje q, similar a decir que se requieren reactivos. En cuanto a la tensión del capacitor flotante, se puede apreciar que se tiene un control en su valor de referencia, que es estable.

Para la carga de la batería se muestran las curvas de la Figura 31, donde no se tiene una gran diferencia con respecto a la carga que se tenía para el caso en el que se analizó sin el rectificador de frente activo. Esto se debe a que la tensión de DC-Link se controla en el valor de referencia, con un ruido pequeño, por lo que la dinámica de carga sigue los mismos tiempos y formas que se presentan en la Figura 28.

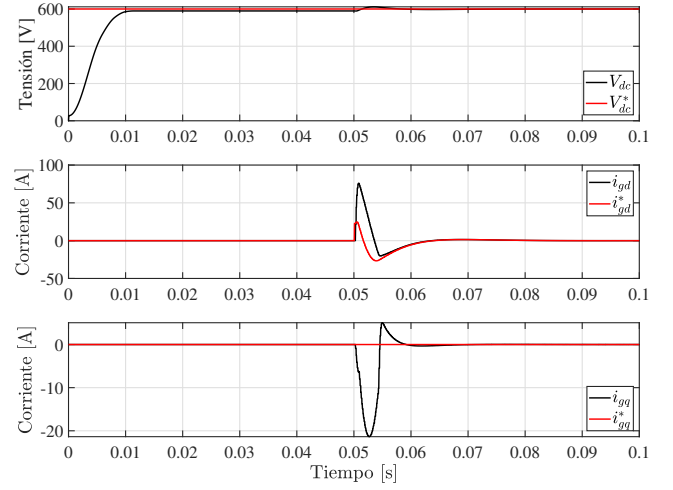


Fig. 29. Carga de condensador de DC-Link y control inicial de rectificador de frente activo.

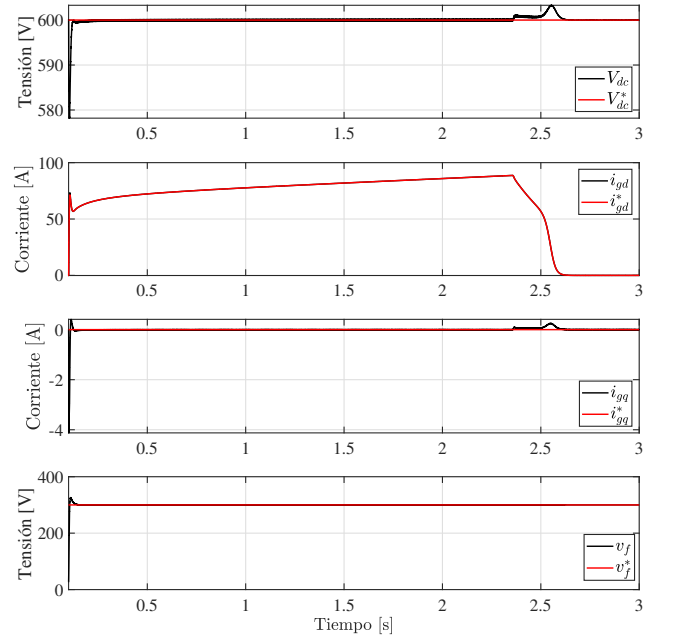


Fig. 30. Curvas de tensión y corriente para carga de batería.

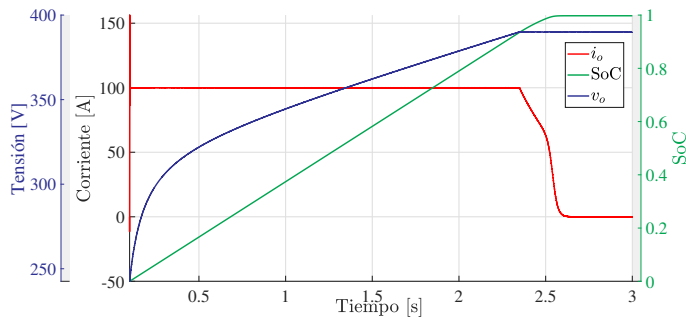


Fig. 31. Curva de tensión v_o , corriente i_o y estado de carga de la batería para conjunto completo.

X. CONCLUSIONES

La carga de baterías requiere de una plataforma que entregue potencia de manera estable, que se cumple por el rectificador de frente activo. Él permite controlar la corriente de la red junto a la tensión de DC-Link en el rango de potencia completo en el que puede operar el convertidor utilizado, incluso con sobrepasos debido a los transitorios. Esto se verifica al tener conectado el FCBC como carga al AFE, que requiere de mayor potencia a medida que se está en el proceso de carga de la batería. Al analizar de manera separada cada parte del conjunto, se tiene estabilidad en el control.

En el caso del rectificador de frente activo, hay estabilidad en el control de corriente y tensión en el punto de operación nominal y con cambios de referencias en el control de tensión que implican un aumento de 20 V, lo cual requiere de un cambio en la referencia de corriente en el eje d, debido a que la orientación del sistema síncrono se hace con este eje con respecto a la tensión de la red. Estas variables generan potencia activa, y por la tanto son los responsables principales de los cambios en la tensión del DC-Link, cuando se tiene una carga conectada al capacitor, configuración que se prueba en los primeros apartados. Para la orientación del control con un eje de referencia se utiliza una PLL que obtiene las variables que caracterizan a la tensión de la red, magnitud y ángulo, donde este último permite hacer los cambios de coordenadas dq para el control de corriente y para las señales de modulación hacia el convertidor de 2 niveles. La sintonización se hace para cumplir con un tiempo de asentamiento cercano al periodo de la red y al mismo tiempo para filtrar señales de alta frecuencia, que eventualmente podrían enfrentarse.

Es de vital importancia esta orientación, ya que implica el control de potencia activa y reactiva, donde la corriente en el eje d es análoga a potencia activa, y la corriente en el eje q es análoga a potencia reactiva. Para los transitorios, la potencia reactiva es necesaria debido a que se debe enfrentar la dinámica de las inductancias y capacitores que permiten el control de las variables, por ello se aprecia el requerimiento de esta potencia en los cambios de referencias, lo que implica un transitorio en el factor de potencia en los bornes de la red.

Para el diseño de la batería se realiza un ajuste de curva con el método de mínimos cuadrados que usa el complemento de

MatLab, *cftool*. Este requirió de ingresar una característica lineal debido a que gran parte de la curva de descarga de una celda es de esta naturaleza, por lo que es pertinente poner énfasis en este comportamiento en el modelo propuesto al programa. Se obtiene un modelo ajustado, tal como el propuesto, que representa de manera óptima los puntos de la curva de descarga, por lo que este método de ajuste es aceptable. Del análisis de las curvas, también se destaca la parte exponencial que es de corta duración debido al protagonismo que tiene la parte lineal.

Esto último lleva a exigencias de control cuando se cambia desde modo control de corriente a modo control de tensión, en el proceso de carga de la batería. Para llegar a este proceso, se hace un diseño de esquema de control, donde se concluye que, para esta batería se tiene mejor desempeño con un control independiente de las variables i_o y v_o , siempre y cuando se tenga una memoria en la actuación del control de tensión antes de realizar el cambio de modo, que se realiza a los 390 V. Este punto pertenece a la zona exponencial, lo que implica que haya una dinámica apreciable en el control, con una pequeña elevación en la tensión v_o , que es menos apreciable para el esquema escogido. Mientras se realiza la carga, se tiene que en el comienzo hay un codo en la tensión v_o y luego se eleva de forma lineal, durante el control de corriente. Una vez alcanzado el punto en el cual se cambia a modo control de tensión, se tiene un decaimiento de la corriente, hasta que llega a 0 y la batería se carga hasta el valor máximo posible que impone la referencia de tensión.

Todo este proceso se realiza en segundos, ya que se normaliza el tiempo de horas a segundo, algo que permite tener menor costo computacional, y con resultados representativos. Cabe mencionar que la dinámica del rectificador de frente activo no presenta normalización, por lo que el control de sus variables está en valores reales. Por lo anterior, como el control del rectificador de frente activo enfrenta de buena forma las exigencias de potencia de la dinámica de segundo del FCBC, se asegura estabilidad de suministro de potencia de calidad en el caso que se analizó en horas, es decir, en el proceso de carga real.

REFERENCIAS

- [1] Remus Teodorescu, Marco Liserre, and Pedro Rodríguez. "Grid converters for photovoltaic and wind power systems", volume 29. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] Hanane Hemi, Nacer M'sirdi, and Aziz Naamane. "a new proposed shepherd model of a li-ion open circuit battery based on data fitting". In *IMAACA 2019*, 2019.
- [3] Pablo Lezana. "Manejo de la Plataforma Digital DSP+FPGA para el control de Accionamientos".
- [4] Andrés Mora. "Implementación Digital y Sintonización de Controladores en Tiempo Discreto". *Departamento de Ingeniería Eléctrica, UTFSM*, 2019.
- [5] Ricardo Rojas. "Apuntes de Control Automático II". *Departamento de Ingeniería Electrónica, UTFSM*.
- [6] "ncr-18650b li-ion battery cell", [online], available: <https://www.imrbatteries.com/content/panasonic-ncr18650b-2.pdf>.