

Breaker DC basado en convertidores controlado por modos deslizantes

J. D. Valladolid

P.X. Navarrete

Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca

Resumen— En este documento se presenta una propuesta de control para un dispositivo de seguridad dedicado a corriente continua basada en la filosofía de los convertidores de CC (boost - elevador), al mismo que se le aplicará una técnica de control, denominada, control por modo deslizante (Sliding Control), para esto se propone un modelo promediado del convertidor para después aplicar una estrategia de control con una superficie de deslizamiento, que tiene como fin disminuir la corriente directa de carga al mínimo posible y así poder realizar la desconexión segura del circuito, esta propuesta también reduce el TVR (Transient Recovery Voltage) cercano a cero. La simulación del comportamiento de nuestro diseño ha sido desarrollado sobre la plataforma de Matlab y Simulink.

Palabras Clave— Breaker DC, Control Deslizante, Boost, Microgrid, TRV (Transient Recovery Voltage).

Abstract— This paper presents a control proposal for a direct current safety device based on the philosophy of CC converters (boost - elevator) which will receive a control method known as sliding control mode. An averaged converter model is proposed for this so that a control strategy with a sliding surface can later be applied, in order to reduce direct load current to the absolute minimum possible and thus perform safe circuit disconnection. This proposal also reduces the TVR (Transient Recover Voltage) to close to zero. The behavior simulation of our design has been developed on the Matlab and Simulink Platform.

Index Terms— DC Circuit Breaker, Sliding Control, Boost, Microgrid, TRV (Transient Recovery Voltage).

1. INTRODUCCIÓN

La importancia del uso de energía renovable a llevado a la ingeniería eléctrica y electrónica a enfocar estudios sobre este tipo de energía “ilimitada” pudiendo esta ser generada por fuentes inagotables

como generación fotovoltaico, eólico, solar, térmica etc. [1] siendo estas, cada vez más accesibles a un nivel local permitiendo aportar energía limpia a la red. Esto lleva a una gestión de múltiples fuentes de energía para su utilización posterior Fig. 1, este es el concepto de las micro redes eléctricas (microgrids) [2].

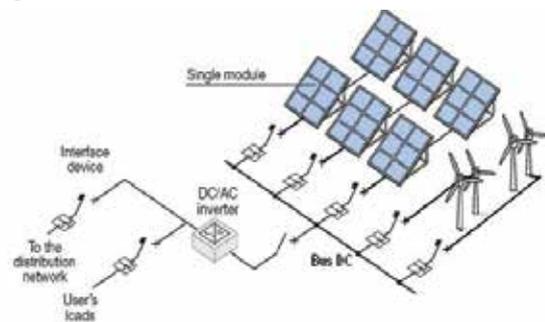


Figura 1: Microgrid estructura básica

La principal motivación es aportar con investigación para la protección de estas redes, de manera particular en el bus de corriente directa, es decir entre la generación y la conversión DC/AC. Uno de los principales problemas para el diseño de un breaker para corriente directa es el no cruce natural de cero, como es el caso de la corriente alterna, por lo que, al interrumpirla de manera abrupta esta genera una serie de problemas asociadas con la generación de armónicos conocido como TVR, siendo este un parámetro decisivo que limita la capacidad de interrupción de un disyuntor o tiristor provocando pérdida de aislamiento y forzando a un reencendido del circuito[14]. Una propuesta presentada se basa en la utilización de superconductores [3], teniendo una problemática en la implementación, el acceso al nitrógeno líquido para la obtención de un superconductor y a algunos gases que disminuyen el arco provocado por la desconexión, es limitada. Ante una corriente de falla (cortocircuito, sobre corriente) es primordial llevar a la corriente a un valor mínimo seguro antes de la desconexión, ante esto existe la propuesta de un breaker de corriente directa de estado sólido con una estrategia de control basada en lógica difusa y redes neuronales [4] que controla un circuito a base de tiristores para garantizar un apagado seguro

del breaker ante una corriente de falla. Basados en este principio se ha propuesto utilizar la teoría de convertidores elevadores DC-DC para forzar a la corriente de falla, provocada en la carga, a cero o a un valor seguro, apoyados en una estrategia de control de modo deslizante, estableciendo así, una superficie de deslizamiento de la corriente y un tiempo mínimo para su descenso. Finalmente se evaluarán algunos resultados obtenidos en el diseño y simulación.

2. CONVERTIDORES ELEVADORES DC-DC (BOOST)

Este tipo de convertidores son usados para aplicaciones en donde se requiere que la tensión de salida sea mayor a la tensión de la fuente. Su principio de funcionamiento se da por la combinación de inductor capacitor que actúan como elementos acumuladores de energía Fig. 2.

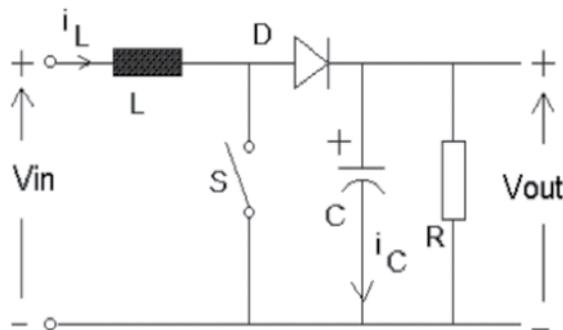


Figura 2: Configuración Básica del Convertidor Boost

2.1. Principio de funcionamiento

El interruptor S Fig. 2., consiste en un elemento de conmutación rápida generalmente se usa tecnología Mosfet o IGBT por ser elementos que trabajan a frecuencias altas. El elemento D es un diodo de rápida recuperación, más rápida que el periodo de conmutación del control, este diodo también actúa como una barrera que impide que la energía acumulada en el capacitor C se devuelva, además permite que la energía almacenada en el inductor L se la suministre al capacitor C , cada vez cargándolo a un nuevo nivel de tensión en los intervalos de apertura y cierre del elemento de conmutación [5].

3. CONTROL MODO DESLIZANTE DEL CONVERTIDOR BOOST COMO BREAKER DC DE ESTADO SÓLIDO

La propuesta de control es forzar a la corriente de falla a una disminución para que alcance un nivel bajo que asegure una desconexión confiable. De la misma manera la tensión se recuperará en el tiempo en que la pendiente lleve a la corriente al mínimo[4]

[6]. A la corriente directa se la forzará a un cruce por cero Fig. 3., análogamente, en la corriente alterna la desconexión se la realiza en el cruce por cero.

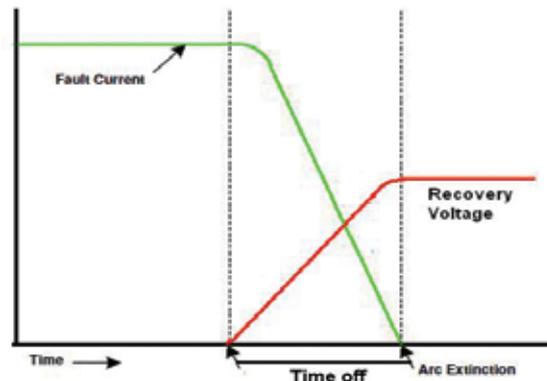


Figura 3: Corriente de Falla y voltaje de Recuperación

3.1. Circuito Propuesto y Modelado Matemático

El modelo (Breaker DC de estado sólido) propuesto para el control de la corriente de falla en circuitos de corriente continua, el cual está basado en la teoría de los convertidores en conmutación, a este modelo se le incluye adicionalmente un filtro de salida [7], que disminuye el rizado de la salida y está compuesta por los elementos $L2$ y $C2$ Fig. 4. Para completar el modelo se incluye la R de carga que se denomina impedancia de carga ya que no se la restringirá a ser únicamente resistiva y finalmente la fuente Vp que representa la fuente principal de tensión que será protegida.

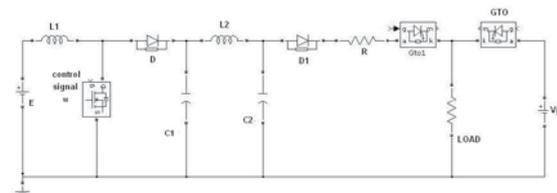


Figura 4: Modelo propuesto como breaker DC

Para el modelado matemático del circuito. Se comienza por describir el sistema mediante ecuaciones diferenciales siendo $[iL_1 \ iL_2 \ Vc_1 \ Vc_2]$ equivalentes a $[X_1 \ X_2 \ X_3 \ X_4]$ respectivamente.

Por lo que el sistema queda representado como:

$$\begin{aligned} X_1' &= \frac{E}{L_1} - \frac{X_3}{L_1} (1 - u) \\ X_2' &= \frac{X_3}{L_2} - \frac{X_4}{L_2} \\ X_3' &= \frac{X_1}{C_1} (1 - u) - \frac{X_2 X_3}{C_1 L_1} \\ X_4' &= \frac{X_2}{C_2} - \frac{(X_4 - V_p)}{RC_2} \end{aligned}$$

Al ser un sistema de estructura variable, es decir con dos comportamientos según el valor del control u sea 1 o sea 0 para esto el sistema podrá ser representado mediante un modelo de espacio de estado promediado [8],[9] combinando los dos resultados en una única ecuación que represente el sistema total.

Estado ON:

$$\dot{X} = A_1x + B_1 \quad (1)$$

Estado OFF::

$$\dot{X} = A_2x + B_2 \quad (2)$$

para conseguir una ecuación que contenga todo el periodo [8][9] se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= (A_1x + B_1)u + (A_2x + B_2)(1-u) \\ \dot{X} &= A_1xu + B_1u + A_2x + B_2 - A_2xu - B_2u \\ \dot{X} &= (A_1 - A_2)xu + A_2x + (B_1 - B_2)u + B_2 \end{aligned}$$

(3)

$$\dot{X} = A_2x + B_2 + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)]u$$

Para simplificar esta ecuación:

$$\begin{aligned} A &= A_2 \\ \delta &= B_2 \\ B &= A_1 - A_2 \\ \gamma &= B_1 - B_2 \end{aligned}$$

$$\dot{X} = (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u \Rightarrow \dot{X} = f(x) + g(x)u \quad (4)$$

Para $f(x)$;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \delta = \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Para $f(x)$;

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \gamma = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.2. Superficie de Deslizamiento y condición de transversalidad

Para este caso particular es importante que la tensión de salida no sea constante sino que vaya evolucionando de tal forma que permita el descenso de la corriente de la fuente V_p Fig. 4.

Para definir esta superficie estableceremos la condición de superficie de deslizamiento [10].

Idealmente se expresa como:

$$S(x) = x_1 - K = 0 \quad (5)$$

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x) + g(x)u_{eq}(x)) \quad (6)$$

Siendo (6) la condición de invarianza [10], por lo tanto en control equivalente se la puede expresar de la siguiente manera:

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f S(x)}{L_g S(x)} \Rightarrow -\frac{\nabla S(x)(Ax + \delta)}{\nabla S(x)(Bx + \gamma)} \quad (7)$$

Para que el sistema pueda alcanzar el régimen deslizando sería necesario que $S(x)(Bx + \gamma) \neq 0$, a esta condición se la denomina condición de transversalidad.

Aplicando la formula se tiene:

$$\nabla S(x)(Bx + \gamma) = \frac{X_3}{L_1}$$

siendo X_3 la tensión de salida:

$$u_{eq}(x) = 1 - \frac{E}{X_3}; X_3 \neq 0$$

Tomando en consideración que

X_2 y X_4 son estados resultante de un filtro de la salida del sistema, se propone reducir el sistema de 4 estados a 2, con X_1 la corriente y X_4 la tensión de salida. Aplicando las mismas condiciones de transversalidad en el sistema anterior, se llega a la conclusión de la señal de control para el sistema.

$$u_{eq}(x) = 1 - \frac{E}{X_2} \quad (8)$$

Reemplazando en el estado X_2 y llevándolo al equilibrio con un valor de X_1 deseado, K se tiene:

$$= \frac{X_1}{C_1} - \frac{X_2}{RC_1} + \frac{V_p}{RC_1} - \frac{X_1}{C_1} + \frac{X_1 E}{C_1 X_2} - \frac{X_2 e}{R} + \frac{V_p}{R} + \frac{X_1 E}{X_2 e} = 0 \quad (9)$$

$$X_2 e^2 - X_2 e V_p - REK = 0 \quad (10)$$

Despejando K que es valor de la corriente X_1 en el inductor se tiene:

$$K = \frac{X_2^2 - X_2 V_p}{ER} \quad (11)$$

En la Fig. 3. se requiere que la corriente disminuya de forma lineal con pendiente negativa, esto supone que la tensión a la salida del circuito diseñado se incremente de manera lineal con pendiente positiva

Fig. 5., por lo que $X_2 d$ (X_2 deseado) se expresara de la forma:

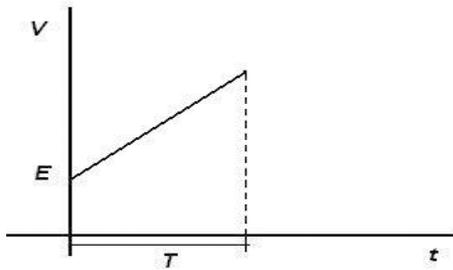


Figura 5: Trayectoria establecida para la tension de salida

$$X_{2d} = \frac{(I_f R + V_p - E)t}{T} + E \quad (12)$$

Siendo t el eje del tiempo y T el tiempo estimado en alcanzar el objetivo, I_f será la corriente de falla a la que se quiere controlar. Finalmente la ecuación de la superficie se presenta de la siguiente manera:

$$K = \frac{\left(\frac{(I_f R + V_p - E)t}{T} + E\right)^2 + \left(\frac{(I_f R + V_p - E)t}{T} + E\right)V_p}{ER} \quad (13)$$

3.3. Simulación y Resultados.

El circuito y ecuaciones diferenciales referentes a la Fig. 4. se lo ha desarrollado sobre la plataforma de Matlab y simulink. El esquema Fig. 6. muestra que la retroalimentación del sistema de control es la corriente pese a que la acción es la de la tensión, esto se denomina control indirecto [10], [11].

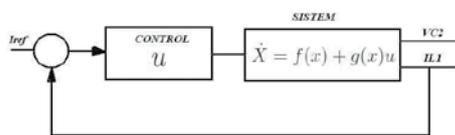


Figura 6: Esquema general de control

La frecuencia de muestreo de nuestro modelo se establece en 80Khz, se aplica la superficie $K(13)$ en el diseño estudiado. La señal de control u Fig. 7. estará referida a la conmutación del mosfet, cambiando su estado de 0 a 1 según sea el requerimiento de la estrategia de control.

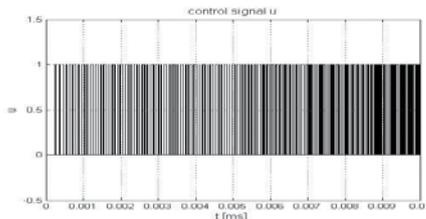


Figura 7: Señal de control u , frecuencia de muestreo 80 KHz

La configuración del diseño usa el siguiente set de valores:

$I_f=10, 15$ y $20A$, para diferentes pruebas $R=3\Omega$, $V_p=60V$, $L1=2mH$, $L2=20uH$, $C1=100uf$ y $C2=20pf$.

Se muestra la forma del comportamiento de las señales en diferentes puntos de la simulación.

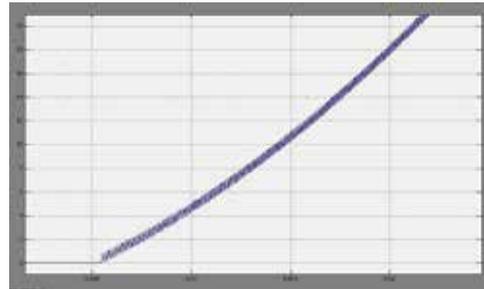


Figura 8: Corriente en L1, corriente de falla de 10A

IL_1 , Fig. 8., tiene forma cuadrática, la misma forma que se define en (13), cumpliendo así el seguimiento por parte del control deslizante.

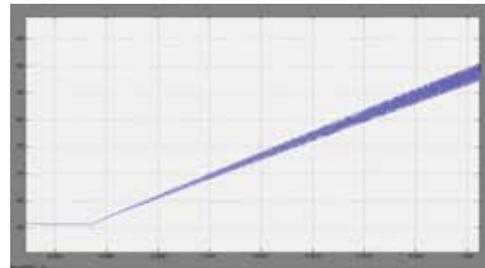


Figura 9: Salida de tension VC2

La tensión de salida VC_2 Fig. 9. se incrementa de forma lineal como se establece en (12) y Fig. 5., el control indirecto de esta variable se ajusta al planteamiento inicial, el tiempo para alcanzar el objetivo es de $t = 20ms$.

La corriente de falla provocada por efectos desconocidos desde V_p , se la ha considerado para la primera simulación de 10A, el algoritmo alcanza su objetivo a un tiempo, que puede ser modificable, en este caso de 20ms, alcanzando el objetivo en este punto, la apertura de los tiristores principales puede ejecutarse, minimizando al máximo cualquier posible transitorio a la red y obteniendo una óptima recuperación de la tensión Fig. 10.

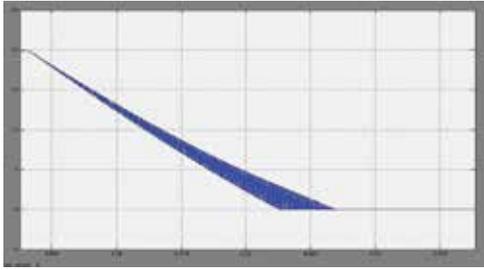


Figura 10: Control de corriente de falla 10A en 20mS

Así también se tiene un TRV en valores mínimos que no comprometan a los tiristores. [4] Fig. 11. y 12.

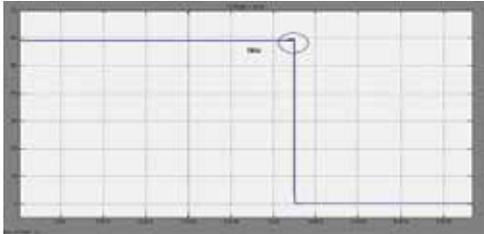


Figura 11: TRV voltaje de salida

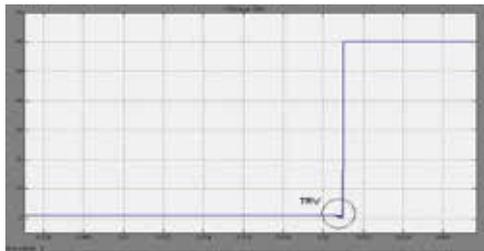


Figura 12: TRV GTO

Variando la I de falla a 15A Fig. 13. y a 20A fig. 14. se observa que los resultados no varían, el tiempo en el que se alcanza el objetivo es similar a los 20mS.

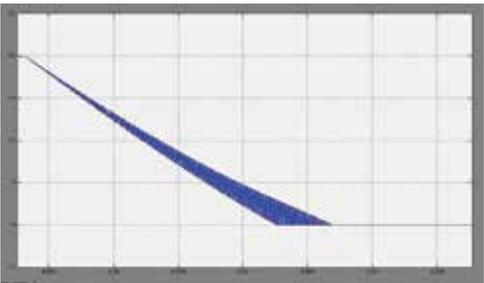


Figura 13: Corriente de falla 15A, desconexión cercana a 20mS

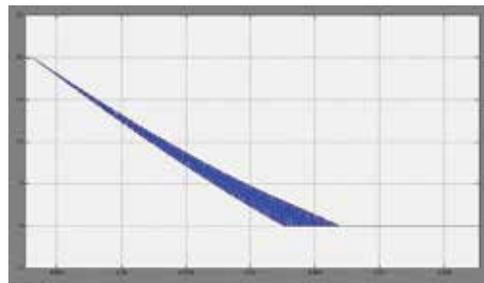


Figura 14: Corriente de falla 20A, desconexión cercana a 20mS

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES:

El valor de la tensión de salida $VC2$ se ajusta de manera aceptable, esto abre una posibilidad de manejar el tiempo t , disminuyéndolo o ampliándolo, para alcanzar el valor deseado. Tomando en cuenta que nuestro objetivo de control es el de protección, el tiempo no deberá ser muy grande. Aunque al disminuir ese tiempo al mínimo exigiría una mayor cantidad de energía en los elementos electrónicos. Gracias a las simulaciones realizadas con varios objetivos de tiempo, se puede estimar que un tiempo optimo será 20ms y el mismo no afectara a los elementos electrónicos.

El control en modo deslizante es bastante versátil y robusto, sin embargo un problema asociado a este tipo de control es el problema de un fenómeno denominado *Chattering* [12], que a medida que aumenta la corriente, este fenómeno se hace más notable, pudiendo provocar inestabilidad al sistema al incrementarse la I_f de manera desmesurada. Una solución propuesta es la del filtro de salida $L2$ y $C2$, al ser un filtro pasa bajo minimiza este fenómeno. Por otro lado se tiene que al aumentar la frecuencia de muestreo también disminuye el *Chattering* [12], desafortunadamente se tiene restricciones para esta solución, al estar sujetos a los límites de los elementos de conmutación y frecuencia de muestreo.

Existen otros métodos para minimizar este fenómeno desde el lado del control deslizante que es el control extendido [10],[12] que en trabajos posteriores se tratará como mejora del algoritmo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Pedro Gómez Vidal "ENERGÍAS RENOVABLES LA NECESIDAD DE UN CAMBIO ENERGÉTICO" SUMUNTÁN Nº 23 (2006);
- [2] Michael R. Lavelle, P.E "Micro-Grid Applications "Exploring micro-grids for building energy applications Solving the alternative energy management problem 2010
- [3] Yukinaga Morishita, Tatsuya Ishikawa, Iwao Yamaguchi, Shigemitsu Okabe "Applications of DC Breakers and Concepts for Superconducting Fault-Current Limiter for a DC Distribution Network". IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY, VOL. 19, NO. 4, AUGUST 2009.

- [4] Minchala, L., Garza, L., and Calle, E. (2012). An intelligent control approach for designing a low voltage dc breaker. Number 4, pages 163–166.
- [5] Freddy Fernando Valderrama, Henry Moreno C, Héctor Manuel Vega “Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia dc/dc tipo boost”. Septiembre de 2011
- [6] J. Shullaw. “DC Power Circuit Breaker Basics”. IEEE HVCB Subcommittee Meeting October 12, 2011 Nashville.
- [7] Lorenzo Pujol. “Implementación de control digital mediante Linealización Entrada-Salida para convertidor conmutado elevador con filtro de salida”. Septiembre 2003.
- [8] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, R. Giral, J. Calvente, and G. Ruiz-Magaz “Sliding-Mode Control of DC-DC Switching Converters”. Preprints of the 18th IFAC World Congress Milano (Italy) August 28 - September 2, 2011.
- [9] Middlebrook, R.D. and Cuk, S. “A General Unified Approach to Modeling Switched Power Stages”, IEEE PESC Record, pp. 18-34 (1976)
- [10] Francklin Rivas-Echeveria, Richard Márquez, Orestes Llanes Santiago. “Control de Sistemas no Lineales”. 2005.
- [11] María Isabel Arteaga Orosco. “Control no Lineal de Convertidores conmutados CC/CC”. Tesis Doctoral noviembre 2006.
- [12] Orestes Llanes Santiago, Alberto Prieto Moreno. “Control discontinuo dinámico para control activo de vibraciones mecánicas”. Revista Cubana de Ingeniería, 1(1), 19-28, 2010.
- [13] MathWorks, “Signal Processing and Communications with MATLAB and Simulink”, 2010.
- [14] Dr. Bruce Mork “Effects of Transient Recovery Voltages on Circuit Breaker Ratings ” EE5220 - Power System Transients. 2008.



Juan Diego Valladolid.- Nació en Cuenca Ecuador, en 1984. Recibió su título de Ingeniero electrónico en la Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca 2010. Egresado de la Maestría en Control y Automatización industrial en la Universidad Politécnica Salesiana en 2012. Se desempeña como Asistente Administrativo en la Empresa Eléctrica Centro Sur. Docente en el instituto Tecnológico Superior “Francisco Febres Cordero” en las materias de Programación III, Programación IV e Ingeniería del Software. Sus áreas de interés están enmarcadas en: Sistemas de control Moderno, Energía renovable, sistemas embebidos, Electrónica de Potencia.



Pedro Xavier Navarrete.- Nació en Cuenca Ecuador, en 1984. Recibió su título de Ingeniero electrónico en la Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca 2010. Egresado de la Maestría en Control y Automatización industrial en la Universidad Politécnica Salesiana en 2012. Se desempeña como Electricista en la Dirección de Distribución en la empresa Eléctrica Centro Sur. Sus áreas de interés están enmarcadas en: Sistemas Embebidos, RNAs, Control Moderno, Energía renovable, Electrónica de Potencia.