

Diseño de un Regulador de Tensión en un Generador Síncrono con Convertidores DC-DC

Urbaez León David, Marín Restrepo Angel Ricardo,
Giraldo Ordoñez Luis Felipe, Urbano Gomez Juan Camilo

Entrega 1.

Universidad Nacional de Colombia Sede Medellín,

Facultad de minas

durbaezl@unal.edu.co - anrmarinre@unal.edu.co

lfordonezg@unal.edu.co - jurbanog@unal.edu.co

RESUMEN: A continuación se presenta el diseño circuital para un sistema de control de regulación de tensión en un generador síncrono, mediante el uso de convertidores DC-DC. Se analizarán los circuitos en estado estable, y se realizará un modelado dinámico de los convertidores en un punto de operación dado, con el objetivo de implementar controladores lineales para mantener regulada la tensión en terminales de un generador síncrono. Adicionalmente se reducirán los armónicos y se mejorará el factor de potencia en la alimentación del sistema.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la calidad de los sistemas eléctricos es de alta importancia, ya que si las características de la red no son garantizadas por el operador del sistema, se pueden ocasionar fallas y daños en los componentes conectados a la red. En este trabajo se busca realizar un análisis y control sobre el nivel de tensión en las terminales de un generador síncrono en operación aislada, es decir, no se considerará el caso donde la carga le suministre energía al generador.

II. MOTIVACIÓN

En un sistema eléctrico, normalmente las características de demanda energética en la carga son variables y de difícil proyección, es decir, la corriente que circula por el sistema está determinada por el uso que le den los usuarios a la red. Cuando la corriente del generador cambia, también lo hace su tensión en terminales generando variaciones en el comportamiento de los equipos eléctricos conectados. Por lo cual se hace necesario realizar un control sobre dicha tensión.

Al realizar un análisis de la máquina síncrona como generador, se encuentra que, en el devanado del estator se induce un voltaje dado por la ley de inducción electromagnética de Faraday, este voltaje inducido se debe a la variación del flujo magnético generado en la bobina del rotor en movimiento. A su vez esta bobina se encuentra en un estado giratorio debido a una fuerza entregada por una máquina motriz externa al generador. La amplitud del flujo magnético que atraviesa las bobinas define los valores de tensión que se obtienen en las terminales del generador, y este valor de flujo está impuesto por la cantidad de corriente que circula por el devanado del rotor.

La variable que permite cambiar la tensión en las terminales de armadura del generador es la tensión suministrada al circuito de excitación debido a que la velocidad debe ser constante para asegurar una frecuencia de 60Hz. En un diseño tradicional de estos sistemas de control, se varía la tensión del devanado de campo mediante el uso de un reóstato en serie con el circuito de excitación.

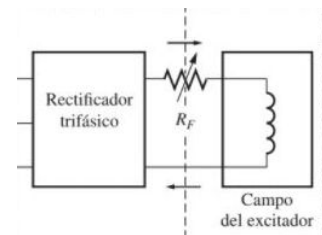


Fig. 1. Modelo control de tensión de excitación Tradicional [1]

Se observa que dada la naturaleza circuital del sistema, las pérdidas energéticas en la resistencia R_f aumentan con el cuadrado de la corriente de campo, es decir, en condiciones donde la corriente de campo es muy alta, la eficiencia de la máquina es considerablemente baja, por lo cual se propone el uso de convertidores DC-DC en el proceso para mejorar la eficiencia total del generador.

III. DISEÑO DEL SISTEMA

El diagrama general del sistema propuesto se presenta a continuación

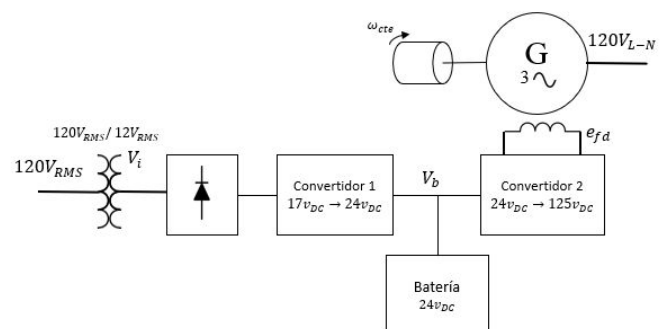


Fig. 2. Diagrama general del montaje para regulación de tensión del generador síncrono

Este diseño es una modificación del modelo presentado en [2]-[3]. Esencialmente se tiene una entrada de 120V a un transformador con relación de transformación 10:1 que reduce la tensión a 12Vrms (17Vpk), posteriormente esta señal se ingresa a un rectificador de señal para permitir obtener una tensión de 17 V como una señal DC. Es importante resaltar que se asume la conexión a un sistema aislado, es decir, no se espera que la carga entregue potencia al generador.

A continuación se propone el uso de un convertidor DC-DC cuyo objetivo principal es permitir el control sobre la corriente que suministrada por el transformador, con la intención de reducir armónicos y con esto el THD en la red, además de corregir el factor potencia [4]. Otro objetivo de este convertidor 1 es entregar una tensión de 24Vdc para cargar la batería del sistema de excitación. Para la selección de este convertidor se tienen 2 requisitos, el primero es que debe permitir elevar la tensión a 24V , y el segundo es contar con un inductor en la entrada del convertidor, para que en la etapa de control se pueda regular la corriente que se le pide a la red. Dados estos requisitos de diseño, se utiliza el convertidor Boost, pues ofrece una topología simple del sistema (reduciendo los costos del proyecto) y cumpliendo las especificaciones dadas.

En cuanto al convertidor 2, este tiene la función de convertir la tensión de la batería de 24V a una tensión variable desde 0V hasta 125V, es decir, se necesita un convertidor de tipo elevador reductor. La razón por la cual se debe iniciar desde 0V la tensión de campo es para poder ofrecer un arranque de la máquina seguro, evitando picos de sobretensión dados por los transitorios en la máquina [5]. Se llega hasta una tensión de 125V, dado que en condiciones nominales de operación esta es la tensión de campo que asegura una tensión en terminales de 208V L-L. Y las tensiones entre 0 y 125V permiten mantener 208V L-L en terminales cuando las condiciones en la carga del sistema completo cambian.

IV. MODELO DE LA BATERÍA

Para la implementación del proyecto se requiere una batería de 24V, por lo cual se opta por usar un arreglo de 2 baterías de 12V en serie, Panasonic de tipo LC-R127R2P recargables, estas baterías son de ácido de plomo y tienen una capacidad de 7.2Ah.



Fig. 3. Foto de una de las baterías usadas en el sistema [6].

El datasheet correspondiente a este dispositivo muestra las siguientes curvas de descarga [6]:

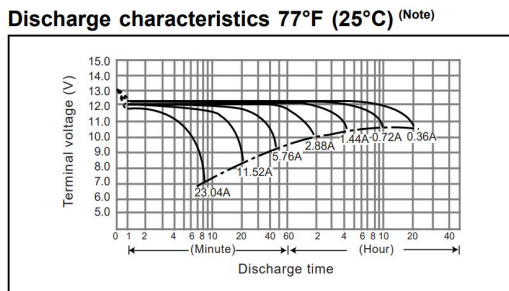


Fig. 4. Curvas características de descarga de la batería[6].

Donde se observa un voltaje de circuito abierto de 13V y un voltaje en terminales de 12V para una corriente de 11A. Además de acuerdo al datasheet la resistencia interna de la batería es de $40m\Omega$.

La capacitancia del modelo serie de la batería (C_b) se puede expresar como:

$$C_b = \frac{\text{Capacidad}[Ah] \cdot 3600 \left[\frac{S}{h} \right]}{\Delta V} = \frac{\text{Capacidad}[Ah] \cdot 3600 \left[\frac{S}{h} \right]}{V_{Max} - V_{Min}}$$

Para un equivalente circuital de la batería de plomo sin considerar la resistencia en paralelo presentada en [7], es:

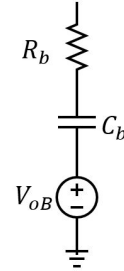


Fig. 5. Modelo circuital Equivalente para las baterías [7].

V. MODELO DEL GENERADOR

El modelo del generador sincrónico que se va a utilizar es el de tercer orden, pues si bien se pierde generalidad al no utilizar el modelo completo de orden 7, se simplifican la complejidad de los cálculos y del circuito equivalente, además de acuerdo a [8] este modelo del generador sincrónico es ampliamente utilizado para el análisis y síntesis de sistemas de excitación para este generador.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi_a}{dt} \\ \frac{d\psi_b}{dt} \\ \frac{d\psi_c}{dt} \end{bmatrix}$$

Si bien estas ecuaciones modelan bien el comportamiento de la máquina para esta aplicación, los parámetros presentan un problema, y es que los flujos a través de los devanados varían en el tiempo. Por lo cual para disminuir la complejidad del problema se recomienda pasar a un dominio dq0 de la máquina [9] por medio de la transformada de Park.

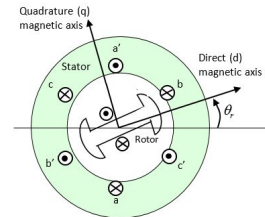


Fig. 6. Cambio de ejes abc al dominio dq0 [10].

Al realizar esta transformación las ecuaciones resultantes para los voltajes de cuadratura y directo[10] son :

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + L_{mf} \frac{di_f}{dt} - N\omega i_q L_q,$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + N\omega (i_d L_d + i_f L_{mf}),$$

En el circuito de excitación se tiene que:

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + \frac{3}{2} L_{mf} \frac{di_d}{dt},$$

Este modelo dinámico de la máquina es utilizado en el simulador PSIM, y para fines del análisis del sistema se tiene que un circuito equivalente tanto para los devanados de armadura como de excitación es el siguiente:

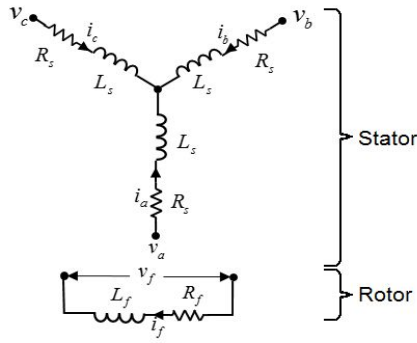


Fig. 7. Modelo circuital equivalente para el generador síncrono [10].

En donde para tener en cuenta el aporte de las ecuaciones presentadas se tiene la siguiente función de transferencia para relacionar el voltaje aplicado en la excitación con el voltaje en terminales:

$$\frac{v_T}{v_f} = \frac{K_g}{T'_{d0}s + 1}$$

Donde \$K_g\$ es la ganancia del sistema, y \$T'_{d0}\$ es la constante de tiempo del eje de cuadratura.

Para la aplicación a analizar, se considera un generador de 3KVa con un factor de potencia de 0.85, además en condiciones nominales de operación su corriente de excitación es de 125mA al aplicarle 125V. Con lo cual se deduce la resistencia interna en el circuito de excitación. Se asumen los valores de impedancia de armadura, y un \$T'_{d0}\$ de 0.005 segundos.

VI. ANÁLISIS CIRCUITAL CONVERTIDOR I

La primera etapa de diseño está conformada por un convertidor boost, la configuración con la que se modela este convertidor se puede apreciar en la Fig 8. El uso de este convertidor en el sistema es aumentar la tensión que entrega el transformador, anteriormente rectificado a señal DC por el puente de diodos, es decir, convertir de 17 VDC a 24 VDC.

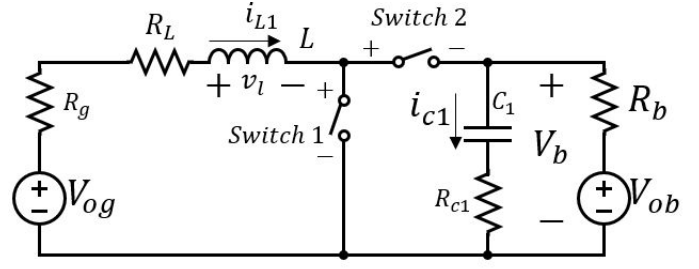


Fig. 8. Modelo del convertidor Boost

A. ANÁLISIS MODELO EN ESTADO ESTABLE

Para realizar este análisis se considerará el modelo del convertidor boost con pérdidas en el inductor, para así determinar los voltajes en el mismo y corrientes del capacitor en las diferentes topologías del sistema, una vez realizados los balances de flujo y de carga se encuentra que:

$$V_{og} - I_L R_G - R_L I_L + (-v_c)(1 - D) = 0$$

$$\frac{V_{ob} - V_b + R_b I_L (1 - D)}{(R_c + R_b)} = 0$$

Con lo cual se determina la ganancia general del convertidor, y la eficiencia del mismo, las ecuaciones que modelan estas características del sistema son

$$V_b = \frac{V_{og} R_b (1 - D) + (V_{ob})(R_G + R_L)}{(R_b (1 - D)^2 + (R_G + R_L))}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{V_b \left(\frac{V_b - V_{ob}}{R_b} \right)}{V_{og} I_L}$$

y sus respectivas curvas son

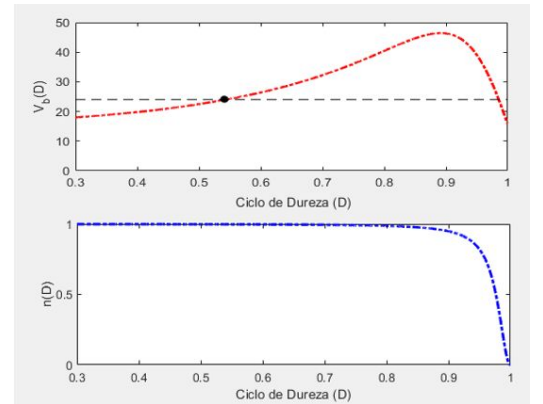


Fig. 9. \$M(D)\$ y \$\eta(D)\$ para el convertidor I

Por último, los valores del inductor y del capacitor usados en el sistema que permiten garantizar los rizados de voltaje y corrientes deseados son

$$L_1 = \frac{(V_{og} - I_{L1}(R_{L1} + R_g))DT_s}{2\Delta I_{L1}} \quad C_1 = \frac{(V_c - V_{ob})DT_s}{2(R_b)\Delta V_{c1}}$$

Los valores que se determinaron para el convertidor con \$V_b=24V\$ y

una frecuencia de conmutación de 50 kHz son: $L=1\text{mH}$, $C=1\text{mF}$, (DCM), se genera una nueva topología, donde ni el mosfet ni el diodo conducen corriente, la topología correspondiente se presenta a continuación.

B. ANÁLISIS MOSFET DIODO

Para realizar el análisis Mosfet-diodo se analizó la tensión en cada uno de los interruptores del circuito, y se encontró que

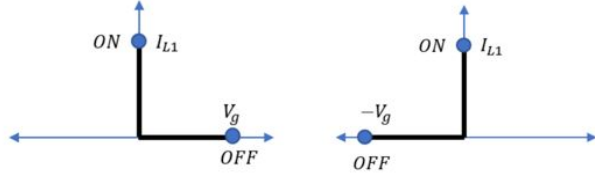


Fig 10a. Análisis Mosfet Diodo para el interruptor 1

Fig 10b. Análisis Mosfet Diodo para el interruptor 2

Se encuentra que el interruptor 1 cuando está abierto tiene una tensión positiva por lo cual le corresponde el uso de un Mosfet (Fig 10a). Y para el interruptor 2 sucede lo contrario, cuando este componente se encuentra en circuito abierto, la tensión a la que queda sometido es una tensión negativa, por lo cual el interruptor 2 corresponde a un diodo (Fig 10b).

C. ANÁLISIS EN MODO DISCONTINUO CONVERTIDOR I

Es necesario conocer el comportamiento del convertidor en este estado por si eventualmente el convertidor entra en este, además de conocer el límite entre el modelo continuo y discontinuo

$$I_L = \frac{V_{OB} - V_b}{R_b D'} \quad \Delta I_L = \frac{(V_{og} - I_L(R_L + R_g))DT_s}{2L}$$

Para que el convertidor entre en modo discontinuo se debe cumplir que:

$$\Delta I_L > I_L \quad \frac{(V_{og} - (\frac{V_{OB} - V_b}{R_b D'})(R_L + R_g))DT_s}{2L} > \frac{V_{OB} - V_b}{R_b D'}$$

Esto se puede reescribir como:

$$DT_s R_b D' V_{og} - DT_s (V_{OB} - V_b)(R_L + R_g) - 2L(V_{OB} - V_b) > 0$$

A continuación se muestra gráficamente las regiones definidas por la ecuación anterior, donde se observa que la curva es siempre menor a 0, por lo cual el convertidor nunca entrará en DCM.

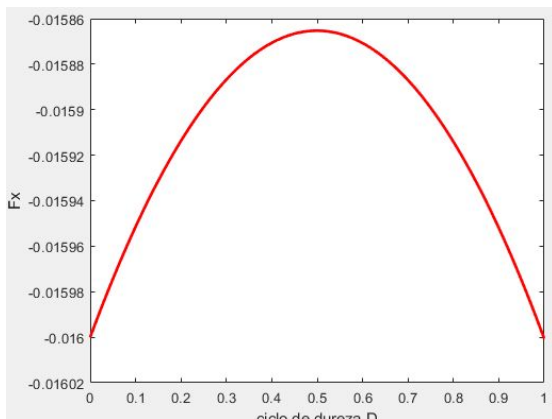


Fig. 11. $F_x > 0$ del convertidor boost

Aunque el convertidor no entra en modo discontinuo, se realizará un análisis de su ganancia en este estado. En el modo discontinuo

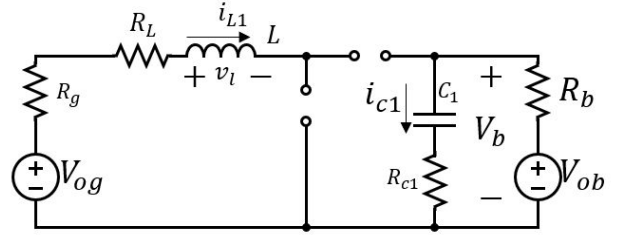


Fig. 12. Topología donde el diodo y el mosfet están abiertos.

Al encontrar las variables de interés para las diferentes topologías se encuentra una dependencia con la corriente por el inductor, dado que no se puede aplicar aproximación de pequeño rizado, se procede al cálculo de la corriente promedio por el mismo

$$\langle i_L \rangle = \frac{1}{T} \int i_L dt = \frac{V_{og} D_1 T_s (D_1 + D_2)}{1 + (R_L + R_g) D_1 T_s (D_1 + D_2)}$$

Se procede con el cálculo del balance de flujo considerando la nueva corriente promedio en DCM encontrada, se obtiene que

$$(V_{og} - (R_L + R_g)I_L)D_1 + (V_{og} - (R_L + R_g)I_L - V_b)D_2 = 0$$

Para el balance de carga se debe calcular por medio de su principio fundamental. donde se toma una corriente promedio igual a 0, lo cual implica que la corriente promedio del diodo es igual a la corriente en la carga.

$$\langle i_c \rangle = \frac{1}{T} \int i_c dt = 0 \quad \langle i_d \rangle = \frac{V_b - V_{ob}}{R_b}$$

Al igualar la corriente de carga con la definición de corriente promedio por la corriente en el diodo, se encuentra la siguiente ecuación.

$$\left(\frac{2L}{R_b}\right)(V_b - V_{ob}) = (V_{og} - (R_L + R_g)I_L)D_1 D_2 T$$

Del sistema de ecuaciones dado por la ecuación anterior, la ecuación de balance de carga y la corriente promedio en el inductor, se tiene la siguiente gráfica para la tensión de salida:

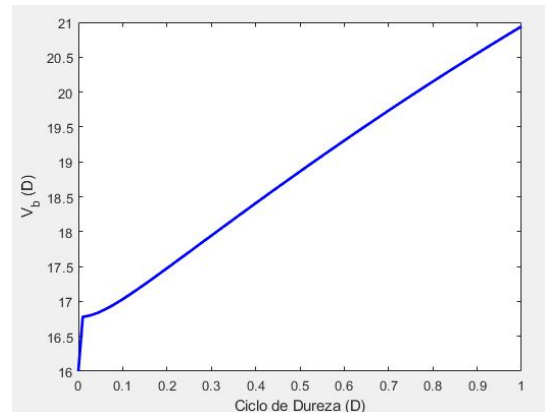


Fig. 13. $V_b(D)$ para el convertidor I en DCM.

D. ANÁLISIS MODELO CONMUTADO

Una vez se definen los valores de los componentes del circuito, y la naturaleza de cada uno de los interruptores, se procede con el análisis del modelo dinámico del convertidor, para lo cual se considera el modelo completo del mismo con los thevenin de la fuente y de la carga. Para este análisis se usa el siguiente esquema del circuito.

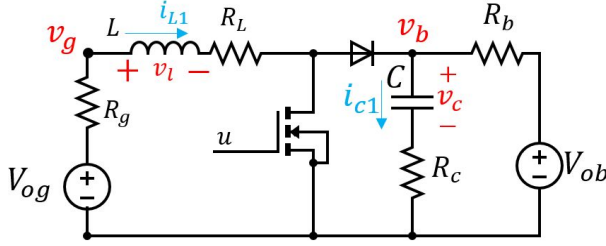


Fig. 14. Topología para el modelado dinámico del convertidor I

TOPOLOGIA 1

Se analiza el convertidor boost en su primer estado donde se separa el sistema del inductor con la fuente del capacitor y la carga, de este análisis se encuentra que:

$$v_L = V_{oG} - i_L R_G - R_L i_L$$

$$i_C = \frac{V_{oB} - v_C}{(R_C + R_b)}$$

TOPOLOGIA 2

En el siguiente estado se conecta el inductor con el capacitor y la carga, posteriormente se encuentra que

$$v_L = V_{oG} - (i_L R_G + R_L i_L) - v_C - i_C^{**} R_C$$

$$i_C^{**} = \frac{R_b i_L + V_{oB} - v_C}{(R_b + R_C)}$$

Se debe notar que en la topología 2 el voltaje sobre el inductor depende de forma directa de la corriente del capacitor en esta misma topología. Para obtener el modelo conmutado del sistema se expresan todas las ecuaciones características del circuito en función de la variable de control, es decir, del ciclo de dureza u . Con lo cual se obtiene que

$$v_L = L \frac{d(i_L)}{dt} = V_{oG} - i_L R_G - R_L i_L + (-v_C - i_C^{**} R_C)(1 - u)$$

$$i_C = C \frac{d(i_C)}{dt} = \frac{V_{oB} - v_C + R_b i_L (1 - u)}{(R_C + R_b)}$$

E. ANÁLISIS MODELO PROMEDIADO

Para obtener el modelo promediado del sistema se reemplaza la variable u por su valor promedio, es decir, d (notar que u es una señal que cambia en el tiempo, mientras que d es una constante). $d \approx u$

$$v_L = L \frac{d(i_L)}{dt} = V_{oG} - i_L R_G - R_L i_L + (-v_C - i_C^{**} R_C)(1 - d)$$

$$i_C = C \frac{d(i_C)}{dt} = \frac{V_{oB} - v_C + R_b i_L (1 - d)}{(R_C + R_b)}$$

F. ANÁLISIS EN ESTADO ESTACIONARIO

Dado que se busca encontrar el punto de operación del circuito con el modelo realista del sistema, se realiza un análisis en estado estacionario, bajo esta condición de operación la tensión en el inductor es 0 [V] y la corriente sobre el capacitor es 0 [A], se hacen los respectivos cambios y se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones

$$0 = V_{oG} - i_L R_G - R_L i_L + (-v_C)(1 - D)$$

$$0 = \frac{V_{oB} - v_C + R_b i_L (1 - D)}{(R_C + R_b)}$$

De las expresiones anteriores se puede encontrar la corriente nominal sobre el inductor, y el ciclo de dureza apropiado para la condición de operación deseada.

$$I_L = \frac{1}{(1-D)} \left(\frac{v_C - V_{oB}}{R_b} \right)$$

$$D = 1 - \frac{-V_{oG} R_b + \sqrt{(V_{oG} R_b)^2 - 4((V_b) R_b)((V_b - V_{oB})(R_G + R_L))}}{2(-V_b) R_b}$$

Se realiza la simulación para la condición de operación encontrada y se obtiene que el ciclo de dureza es $D=0.558$, generando una corriente promedio en el inductor de 1.3397 [A]

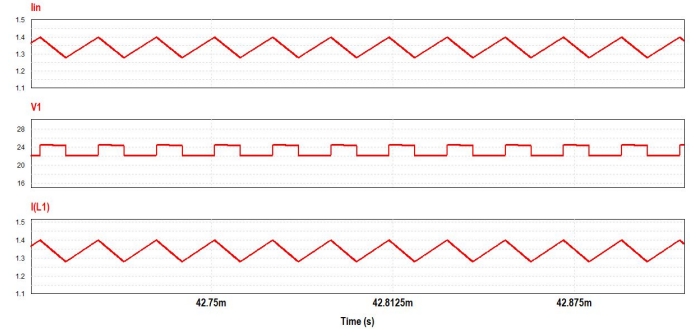


Fig. 15. Resultado en estado estable para el convertidor I

G. ANÁLISIS EN ESTADO DINÁMICO

Una vez se tiene el valor de las variables en estado estacionario se procede con la linealización del sistema. Los vectores de los estados y de las entradas son:

$$X = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} d \\ V_{oG} \\ V_{oB} \end{bmatrix}$$

A continuación se muestra el resultado de los jacobianos tras calcular las derivadas parciales de las funciones respectivas con respecto a cada uno de los estados y de las entradas

$$A_m = \begin{bmatrix} \frac{R_G + R_L + R_C(1-d)(\frac{R_b}{R_b + R_C})}{\frac{L}{R_b(1-d)}} & \frac{(1-d)(-1 + \frac{R_C}{R_b + R_C})}{\frac{L}{C(R_b + R_C)}} \\ \frac{R_b(1-d)}{C(R_b + R_C)} & \frac{-1}{C(R_b + R_C)} \end{bmatrix}$$

$$B_m = \begin{bmatrix} V_c + \frac{R_c(R_b i_L + V_{oB} - V_c)}{R_b + R_c} & \frac{1}{L} & \frac{-R_c(1-d)}{L(R_b + R_c)} \\ \frac{-R_b i_L}{C(R_b + R_c)} & 0 & \frac{1}{C(R_b + R_c)} \end{bmatrix}$$

$$C_m = [1 \quad 0]$$

$$D_m = [0 \quad 0 \quad 0]$$

Se tomó como salida del sistema la corriente en el inductor puesto que, al hacer un control directamente sobre la tensión de la batería, se obtiene una función de transferencia de fase no mínima.

Se ingresa el modelo a la herramienta de espacio de estados en matlab y se encuentra que la función de transferencia Gvd es de fase no mínima, pues cuenta con un cero en la zona inestable, por lo cual se procede a realizar un control de corriente en el inductor.

La función de transferencia encontrada para la corriente con respecto al ciclo de trabajo es:

$$G_{id} = \frac{2.515 \cdot 10^4 s + 2.227 \cdot 10^6}{s^2 + 821.8s + 1.98 \cdot 10^5}$$

Se compara el comportamiento de la corriente en el inductor en el dominio de la frecuencia, con el modelo descrito por la función de transferencia Gid, y se obtiene

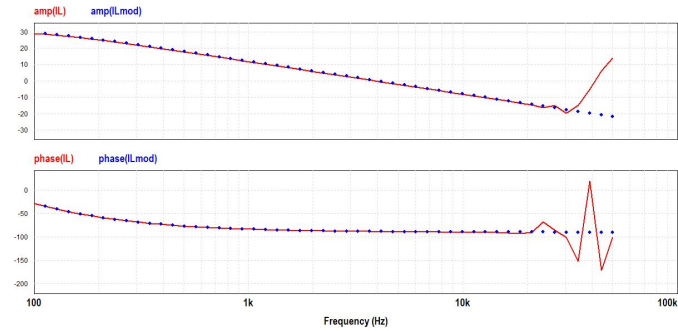


Fig. 16. Diagrama de Bode para comparación de modelos.

Posteriormente se hace uso de la herramienta sisotool de matlab para tener un control de la corriente, como requisitos de diseño se consideró un ancho de banda de 20 kHz (frecuencia máxima donde se representa el modelo adecuadamente) y un amortiguamiento de $\zeta = 0.7071$

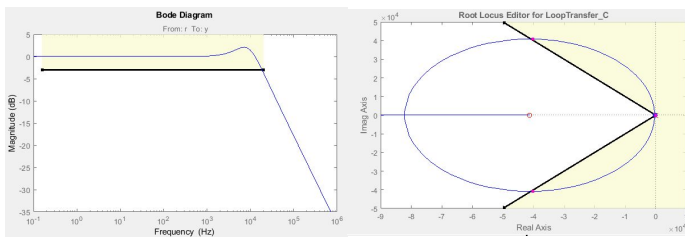


Fig. 17. Diagrama de bode y lugar de las raíces de lazo cerrado.

Mediante el uso de la herramienta sisotool se logra determinar que con el uso de un controlador PI se logra controlar la corriente en el convertidor, la función de transferencia correspondiente al sistema es

$$G_{ci} = \frac{3.166s + 1.307 \cdot 10^5}{s}$$

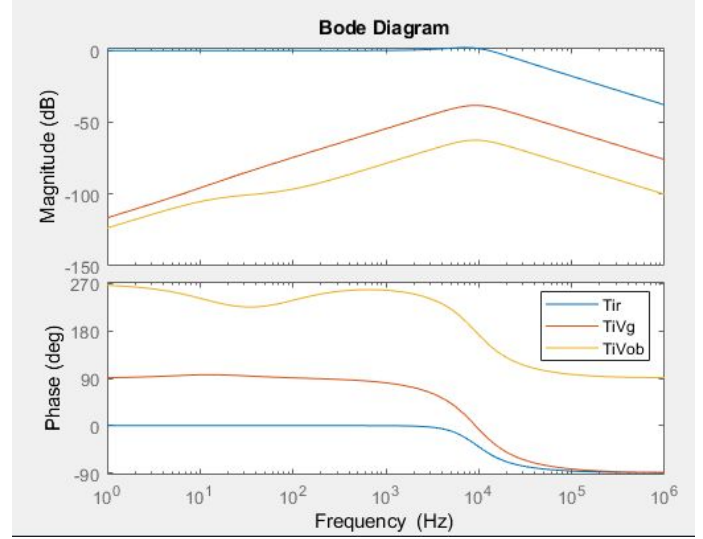


Fig. 18. Diagrama de Bode de lazo cerrado.

Los diagramas de bode de lazo cerrado se presentan a continuación, se observa que las perturbaciones tanto de voltaje en la fuente como de voltaje en la batería son amortiguadas, y se tiene una ganancia muy cercana a 1 para la corriente de referencia en un rango de 0 a 10 kHz. Posteriormente dado que ya se tiene la corriente se procede con el control de la tensión de salida.

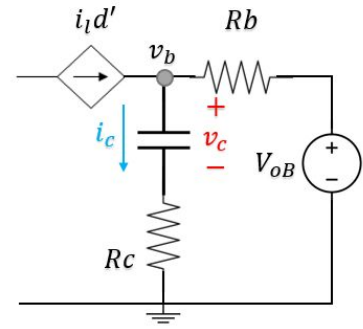


Fig. 19. Equivalente circuital para control de voltaje.

$$f1 := C \frac{d(v_c)}{dt} = i_c = \frac{2R_b i_{pk} D'}{\pi(R_c + R_b)} + \frac{-v_c + V_{oB}}{(R_c + R_b)}$$

$$v_b = v_c + i_c R_c$$

Se definen las variables

$$X = [v_c] \quad U = \begin{bmatrix} i_{pk} \\ V_{oB} \end{bmatrix} \quad Y = [v_b]$$

y se escribe el sistema en espacio de estados

$$A_m = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C(R_c + R_b)} \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} \frac{2R_b(1-D)}{\pi C(R_c + R_b)} & \frac{1}{C(R_c + R_b)} \end{bmatrix}$$

$$C_m = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_c}{R_c + R_b} \end{bmatrix} \quad D_m = \begin{bmatrix} R_c \frac{2R_b(1-D)}{\pi(R_c + R_b)} & \frac{R_c}{(R_c + R_b)} \end{bmatrix}$$

La función de transferencia encontrada para el voltaje en la batería en función de la corriente pico es

$$G_{vi_{pk}} = \frac{0.475s + 242.1}{s + 71.14}$$

Se utiliza la herramienta sisotool para diseñar el controlador, se realiza el análisis y se determina que con un controlador integrador basta para controlar el voltaje, los requisitos de diseño fueron un ancho de banda de 6 Hz y un amortiguamiento de $\zeta = 0.7071$

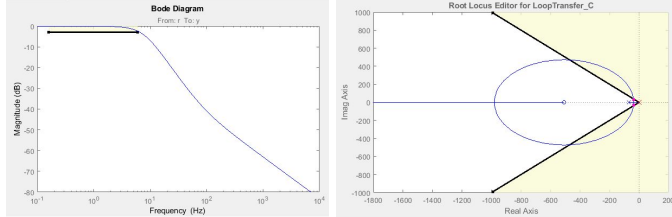


Fig. 20. Diagrama de bode y lugar de las raíces de lazo cerrado .

La función de transferencia del controlador encontrado es

$$G_{vc} = \frac{9.2942}{s}$$

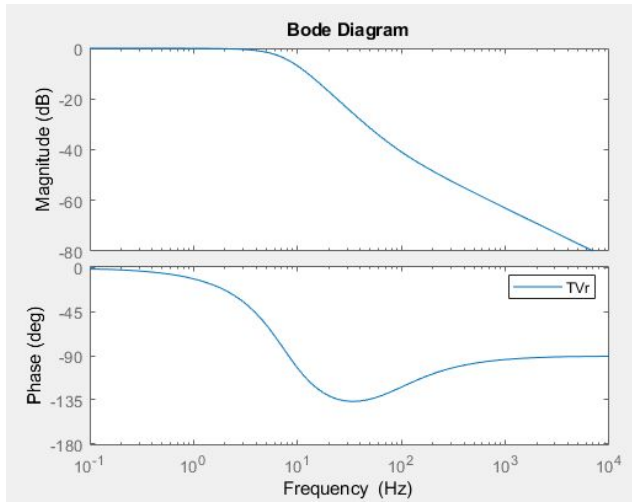


Fig. 21. Diagrama de Bode lazo de control de tensión.

Del diagrama de bode anterior, se observa que se tiene un ancho de banda alrededor de 6 Hz (ancho de banda ideal para no distorsionar la forma de onda de la corriente de entrada). El resultado temporal del sistema para una descarga de la batería de 5 V en 0.3seg es.

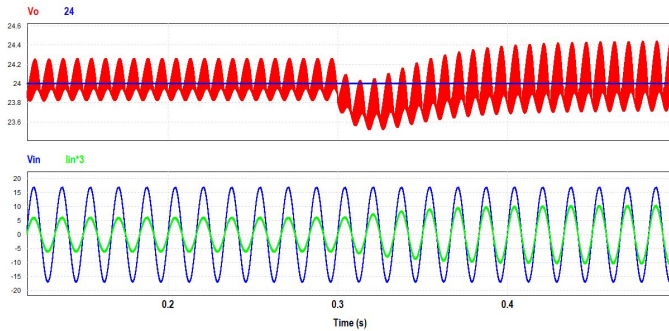


Fig. 22. Respuesta temporal del control ante una descarga de la batería .

El sistema control final es

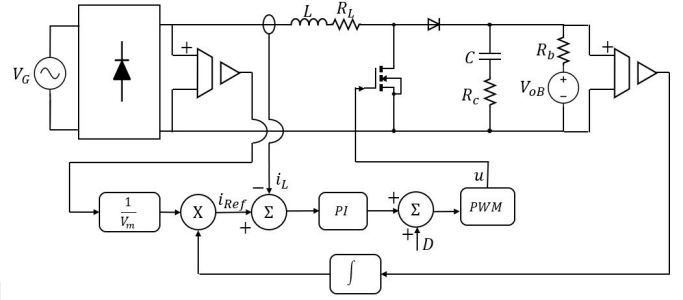


Fig. 23. Diagrama de control del convertidor I.

Además los resultados presentan un THD de 2.757% y un factor de potencia de 0.999607.

VII. ANÁLISIS CIRCITAL CONVERTIDOR II

Como se mencionó anteriormente, es necesario un convertidor DC-DC que permita generar voltajes en el rango de [0- 125]V a partir de un voltaje de 2V entregados por el convertidor I en operación estable y por la batería en el arranque. Se consideran 4 posibles opciones y se analizan sus ganancias y eficiencias correspondientes para un $RL = 0.3\%R_f$.

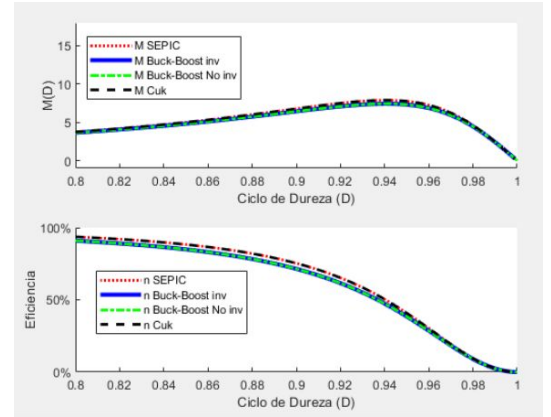


Fig. 24. Comparación para diferentes convertidores propuestos.

El convertidor II será un Buck-Boost inversor, dado que no representa una gran diferencia contra las otras opciones analizadas, y, además, este convertidor constituye una menor cantidad de elementos para su implementación, reduciendo así los costos generales del proyecto. Es importante mencionar que la polaridad invertida a la salida del convertidor no supone mayor problema para la aplicación puesto que puede invertirse fácilmente la polaridad en la alimentación del circuito de excitación.

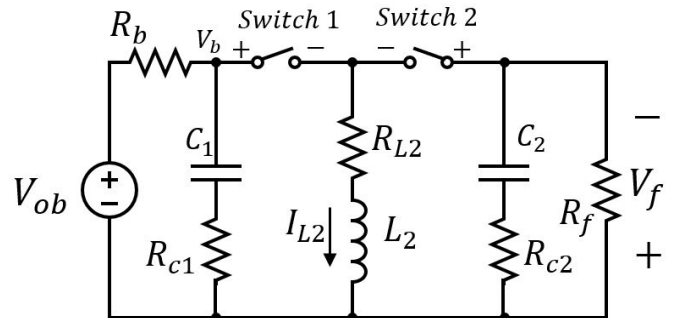


Fig. 25. Modelo del convertidor Buck Boost inversor

A. ANÁLISIS MODELO ESTADO ESTABLE

Para realizar este análisis se considerará el modelo del convertidor buck-boost con pérdidas en el inductor, para así determinar los voltajes en el mismo y corrientes del capacitor en las diferentes topologías del sistema con sus respectivos rizados, además del $M(D)$ y la eficiencia del convertidor. Una vez realizados los balances de flujo y de carga se encuentra que:

$$(V_{ob} - I_{L2}(R_{L2} + R_b))DT + (-V_f - I_{L2}R_{L2})(1-D)T = 0$$

$$\left(\frac{-V_f}{R_f}\right)DT + \left(I_{L2} - \frac{V_f}{R_f}\right)(1-D)T = 0$$

Con estas ecuaciones se puede obtener la ganancia del sistema en modo continuo (CCM), se debe notar que se considera una ganancia da positiva dada la polaridad que se toma en la carga,

$$\frac{V_f}{V_{ob}} = M_2(D) = \left(\frac{D}{1-D}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{D}{(1-D)^2} (R_b/R_f) + \frac{1}{(1-D)^2} (R_{L2}/R_f)} \right)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = M_2 \left(\frac{1-D}{D} \right) = \left(\frac{1}{1 + \frac{D}{(1-D)^2} (R_b/R_f) + \frac{1}{(1-D)^2} (R_{L2}/R_f)} \right)$$

A continuación se muestran las gráficas del comportamiento de estas variables en el convertidor.

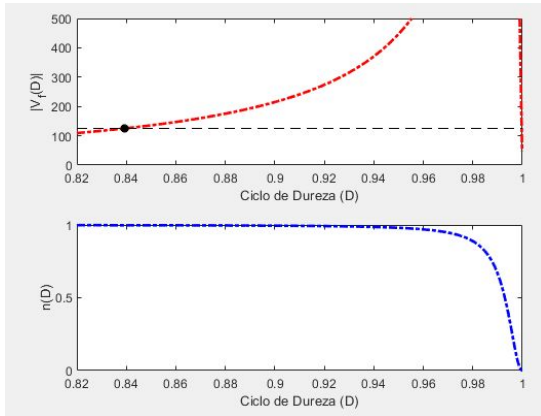


Fig. 26. $V_f(D)$ y $\eta(D)$ para el convertidor II

Finalmente los valores de inductancia y capacitancia usados en el sistema que permiten garantizar los rizados de voltaje y corrientes deseados pueden ser calculados con las siguientes ecuaciones:

$$L_2 = \frac{(V_{ob} - R_b I_{L2} - R_{L2} I_{L2})}{2 \Delta I_L} DT$$

$$C_1 = \left(\frac{V_{ob} - V_b}{R_b} \right) \frac{D'T}{2 \Delta V_b} \quad C_2 = \frac{V_f}{2 R_f \Delta V_f} DT$$

Utilizando las ecuaciones encontradas para este convertidor y teniendo en cuenta que la resistencia del rotor los valores de los parámetros que garantizan un pequeño “rizado” con una frecuencia de conmutación

$F_s=50$ kHz son: $R_{L2} = 4m\Omega$ $L_2 = 10mH$ $C_2 = 270\mu F$, además el ciclo de trabajo, eficiencia y el valores en estado estable de las variables eléctricas son:
 $D = 0.8396$ $I_{L2} = 0.7883$ $\eta = 99\%$ $V_f = 125V$

B. ANÁLISIS MODO DISCONTINUO CONVERTIDOR II

Se procede con el análisis en modo discontinuo para este convertidor, inicialmente se tiene que la condición en la cual el convertidor entra en modo discontinuo es cuando el valor del rizado de la corriente del inductor es superior a la corriente promedio en el mismo, es decir,

$$\Delta I_L > I_L$$

Reemplazando las expresiones encontradas para el rizado de corriente y su valor promedio se tiene que:

$$\frac{(V_{ob} - R_b I_{L2} - R_{L2} I_{L2})}{2 L_2} DT > \frac{V_f}{R_f D'}$$

Esto se puede reescribir como

$$(V_{ob} R_f D' - V_f (R_b + R_{L2})) DT - 2 L_2 V_f > 0$$

A continuación se muestra gráficamente las regiones definidas por la ecuación anterior (V_f se reemplaza con la ecuación de $M(D)$),

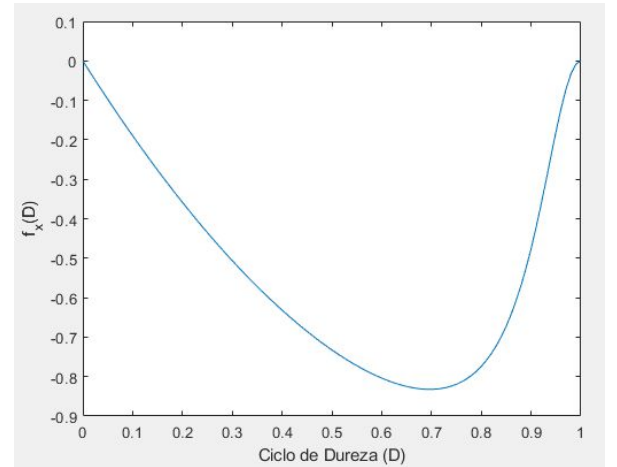


Fig. 27. $F_x > 0$ del convertidor Buck Boost inversor.

Se observa de la figura anterior que la función siempre es negativa, por lo cual el convertidor no entra en modo discontinuo.

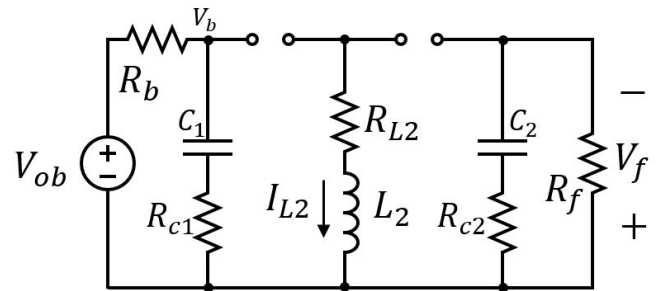


Fig. 28. Topología donde el diodo y el mosfet están abiertos

Al igual que en el convertidor 1, en este caso el valor de la corriente promedio por el inductor se calcula por medio de su definición de valor promedio, con lo que se obtiene que

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_{L2} dt = \frac{(D_1 + D_2)(V_{ob} - I_{L2}(R_B + R_{L2}))D_1 T}{2 L_2} = I_{L2}$$

Se procede con el cálculo del balance de flujo considerando la nueva corriente promedio en DCM encontrada, se obtiene que

$$(V_{ob} - (R_b + R_{L2})I_{L2})D_1 + (-V_f - I_{L2}R_{L2})D_2 + 0(D_3) = 0$$

Con el objetivo de desarrollar el balance de carga, este debe ser utilizado desde su principio fundamental, el cual consiste que la carga neta almacenada en el capacitor es 0, es decir, que la corriente promedio por este componente es 0A. Al tener en cuenta esta consideración en el capacitor, se encuentra que la corriente promedio en el diodo es igual a la corriente en la carga, es decir,

$$\langle i_d \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_{L2} dt = \frac{D_2(V_{ob} - I_{L2}(R_B + R_{L2}))D_1 T}{2 L_2} = \frac{V_f}{R_f}$$

Del sistema de ecuaciones dado por la ecuación anterior, la ecuación de balance de carga y la corriente promedio en el inductor, se tiene la siguiente gráfica para la tensión de salida. Se ingresa el sistema de ecuaciones a la herramienta FSolve de matlab, y se obtiene:

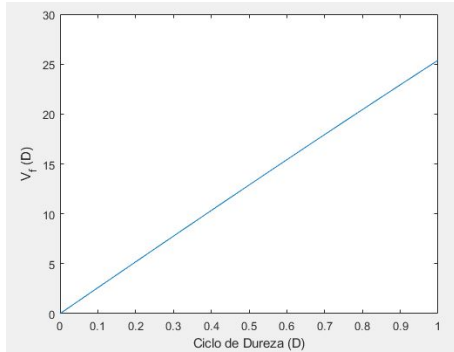


Fig. 29. $V_f(D)$ para el convertidor II en DCM.

C. ANÁLISIS MOSFET DIODO

Con las polaridades definidas, se puede determinar si el interruptor es un diodo o MOSFET a través de sus curvas características mostradas a continuación:

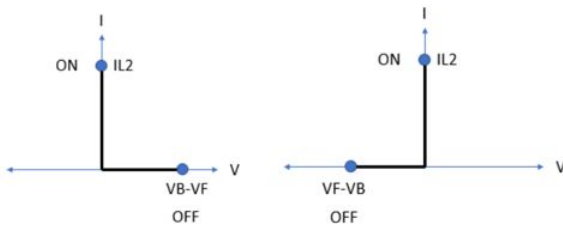


Fig 30a. Análisis Mosfet Diodo para el interruptor 1

Fig 30b. Análisis Mosfet Diodo para el interruptor 2

Las curvas son para el interruptor 1 y 2 dos respectivamente y muestran su corriente y polaridad en los estados de conducción y circuito abierto, de las gráficas se puede concluir que el interruptor 1

es un transistor (Mosfet) y el interruptor 2 un diodo.

D. ANÁLISIS MODELO CONMUTADO

Teniendo ya los valores los parámetros del convertidor y teniendo certeza de la naturaleza de los interruptores se procede a calcular el modelo dinámico de este teniendo en cuenta el equivalente Thevenin visto por el convertidor 2 de la batería y el convertidor 1.

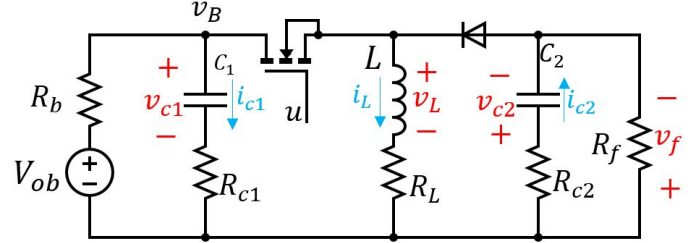


Fig. 31. Topología para el modelado dinámico del convertidor II

Se procede a realizar el análisis del convertidor en la topología 1 y 2, determinando las ecuaciones para las corrientes en ambos capacitores, y en la tensión en el inductor del circuito.

TOPOLOGIA 1

$$v_L = V_{oB} - (i_{C1}^* + i_L)R_b - R_L i_L$$

$$i_{C1}^* = \frac{V_{oB} - i_L R_b - v_{C1}}{(R_b + R_{C1})} \quad i_{C2} = -\frac{v_{C2}}{(R_{C2} + R_f)}$$

TOPOLOGIA 2

$$v_L = -R_L i_L - v_{C2} - R_{C2} i_{C2}^{**}$$

$$i_{C1} = \frac{V_{oB} - v_{C1}}{(R_b + R_{C1})} \quad i_{C2}^{**} = \frac{i_L R_f - v_{C2}}{(R_f + R_{C2})}$$

Al igual que en el primer convertidor, se procede a encontrar una sola ecuación en el dominio del tiempo para cada una de las variables de interés, en función de la señal de control u.

$$v_L = -R_L i_L + (V_{oB} - (i_{C1}^* + i_L)R_b)u + (-v_{C2} - R_{C2} i_{C2}^{**})(1 - u)$$

$$i_{C1} = \frac{V_{oB} - i_L R_b u - v_{C1}}{(R_b + R_{C1})} \quad i_{C2} = \frac{-v_{C2} + i_L R_f (1 - u)}{(R_{C2} + R_f)}$$

E. ANÁLISIS MODELO PROMEDIADO

Para obtener el modelo promediado se reemplaza la variable de control u (que cambia en el tiempo) por una señal constante equivalente a su valor promedio $d = \langle u \rangle$

$$v_L = -R_L i_L + (V_{oB} - (i_{C1}^* + i_L)R_b)d + (-v_{C2} - R_{C2} i_{C2}^{**})(1 - d)$$

$$i_{c1} = \frac{V_{oB} - i_L R_b d - v_{c1}}{(R_b + R_{c1})} \quad i_{c2} = \frac{-v_{c2} + i_L R_f (1-d)}{(R_{c2} + R_f)}$$

F. ANÁLISIS EN ESTADO ESTACIONARIO

Para encontrar el punto de operación del convertidor, se realiza un análisis en estado estable, con el objetivo de encontrar la corriente promedio en el inductor, y el ciclo de dureza del sistema, y se obtiene

$$I_L = \frac{V_f}{R_f(1-D)} = \frac{v_{c2}}{R_f D'}$$

$$D' = \frac{(R_f V_{oB} + v_{c2} R_b) + \sqrt{(R_f V_{oB} + v_{c2} R_b)^2 - 4(v_{c2} R_f + R_f V_{oB})(v_{c2} R_b + R_L v_{c2})}}{2(v_{c2} R_f + R_f V_{oB})}$$

El resultado para la simulación en estado estable para este convertidor es, donde se observa que el valor DC de la corriente de entrada es 0.661[A] para un ciclo de dureza de $D=0.8396$. Adicionalmente la corriente media por el inductor es 0.7883[A]. La resistencia R_b necesaria que satisface las condiciones de equilibrio tiene un valor de 3.056[Ω]. En la siguiente figura se muestra el comportamiento del sistema en estado estable

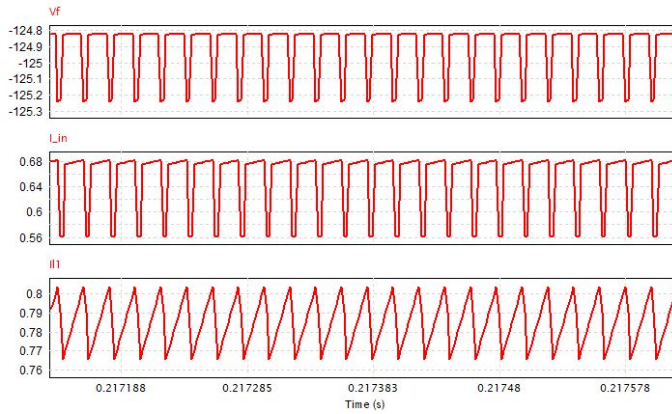


Fig. 32. Resultado en estado estable para el convertidor II

G. ANÁLISIS EN ESTADO DINÁMICO

Una vez se tiene el valor de las variables en estado estacionario se procede con la linealización del sistema. A continuación se muestra el resultado de los jacobianos.

$$U = \begin{bmatrix} d \\ V_{oB} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \beta_1 &= R_b \left(\frac{R_b}{R_b + R_{c1}} - 1 \right) & \beta_3 &= \left(1 - \frac{R_b}{R_b + R_{c1}} \right) \\ \beta_2 &= \left(\frac{R_{c2} R_f}{R_f + R_{c2}} \right) & \beta_4 &= (V_{oB} - (I_{c1}^* + I_L) R_b) \\ & & \beta_5 &= V_{c2} + R_{c2} (I_{c2}^{**}) \end{aligned}$$

$$A_m = \begin{bmatrix} ((\beta_1) * D - R_L - \beta_2(1-D)) * \frac{1}{L} & \frac{R_b}{R_b + R_{c1}} * \frac{D}{L} & \left(\frac{R_{c2}}{R_f + R_{c2}} - 1 \right) * \frac{(1-D)}{L} \\ \frac{-R_b}{R_b + R_{c1}} * \frac{D}{C1} & \frac{-1}{R_b + R_{c1}} * \frac{1}{C1} & 0 \\ \frac{R_f}{R_f + R_{c2}} * \frac{(1-D)}{C2} & 0 & \frac{-1}{R_f + R_{c2}} * \frac{1}{C2} \end{bmatrix}$$

$$B_m = \begin{bmatrix} (\beta_4 + \beta_5) * \frac{1}{L} & \beta_3 * \frac{D}{L} \\ \frac{-I_L * R_b}{R_b + R_{c1}} * \frac{1}{C1} & \frac{1}{R_b + R_{c1}} * \frac{1}{C1} \\ \frac{-I_L * R_f}{R_f + R_{c2}} * \frac{1}{C2} & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} C_m &= [1 \quad 0 \quad 0] \\ D_m &= [0 \quad 0] \\ Y &= [I_L] \end{aligned}$$

La salida del sistema se propone como I_L debido a que si se intenta controlar directamente el voltaje en el segundo capacitor V_{c2} aparece una función de transferencia de fase no mínima por lo que se debe recurrir a un control en cascada donde primero se controla la corriente por el inductor y después el voltaje de salida.

Una vez se tiene el sistema, se tiene que la función de transferencia de la corriente respecto al ciclo de dureza es

$$G_{id} = \frac{1.493 \cdot 10^4 s^2 + 1.534 \cdot 10^7 s + 1.047 \cdot 10^8}{s^3 + 1083 s^2 + 2.515 \cdot 10^5 s + 1.071 \cdot 10^7}$$

Se procede a realizar una análisis de Bode para verificar que la ecuación de transferencia encontrada modela adecuadamente al controlador

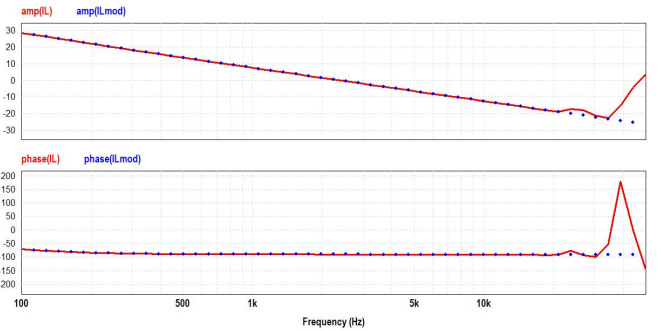


Fig. 33. Diagrama de Bode para comparación de modelos.

Se utiliza la herramienta sisotool de matlab para encontrar un controlador que permita establecer una corriente deseada en el inductor del circuito. Se encuentra que basta con un controlador PI para lograr dicho fin, con función de transferencia

$$G_{ci} = \frac{5.827s + 2.545 \cdot 10^5}{s}$$

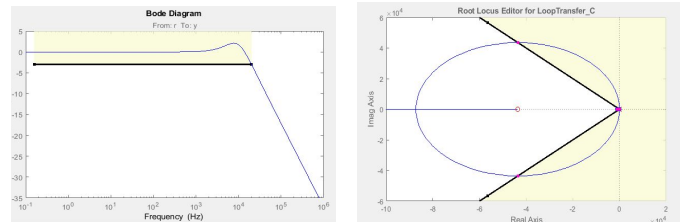


Fig. 34. Diagrama de bode y lugar de las raíces de lazo cerrado.

El análisis desarrollado en sisotool tuvo como requisitos de diseño un

ancho de banda de 20kHz y un amortiguamiento de 0.7071. El diagrama de bode de lazo cerrado para cada una de las variables es

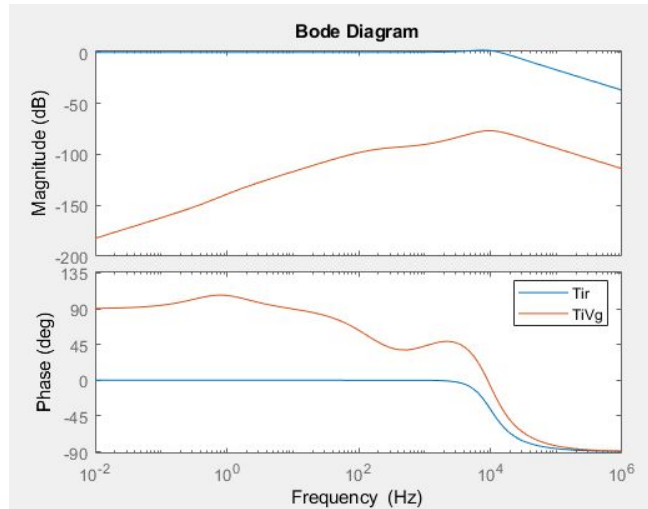


Fig. 35. Diagrama de Bode de lazo cerrado

Del diagrama anterior se observa que se tiene un buen reflejo de la corriente de la referencia sobre la corriente en el inductor, y que se amortiguan las perturbaciones en la fuente de voltaje, es decir, en la batería.

Debido a que la corriente en el inductor se comporta de forma idéntica a la corriente de referencia hasta 10 kHz como lo muestra el bode anterior se procede a controlar el voltaje de campo V_f .

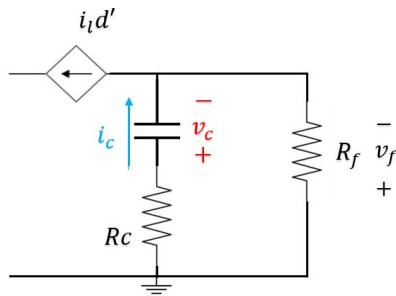


Fig. 36. Equivalente circuital para control de voltaje.

Del circuito equivalente anterior se obtiene:

$$\frac{v_{C2}(s)}{i_L(s)} = \frac{D' R_F}{(R_F + R_{C2}) C_2 \cdot s + 1}$$

$$\frac{v_F(s)}{v_{C2}(s)} = (R_{C2} \cdot C \cdot s + 1)$$

Utilizando la función de transferencia que relaciona la tensión inducida con la tensión de campo se tiene que

$$G_{vt-il} \frac{v_T(s)}{i_L(s)} = \frac{v_{C2}(s)}{i_L(s)} \frac{v_f(s)}{v_{C2}(s)} \frac{v_T(s)}{v_f(s)} = \frac{0.02571s + 179.6}{0.001351s^2 + 0.2751s + 1}$$

Se procede a usar la herramienta sisotool de matlab, y se toma como requisito de diseño $\zeta = 0.707$ y un ancho de banda de 20Hz

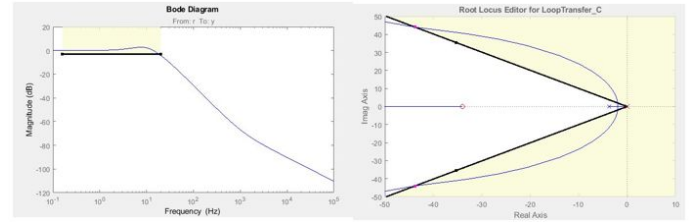


Fig. 37. Diagrama de bode y lugar de las raíces de lazo cerrado.

Con lo cual se tiene el siguiente controlador PI

$$G_{cvT} = \frac{0.1006s + 3.42}{s}$$

El diagrama de bode final para el sistema en lazo cerrado para este convertidor es

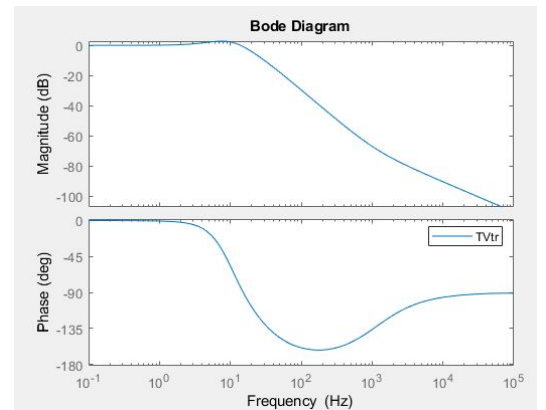


Fig. 38. Diagrama de Bode lazo de control de tensión.

Posteriormente al realizar el respectivo control, se obtiene la siguiente respuesta temporal ante una perturbación.

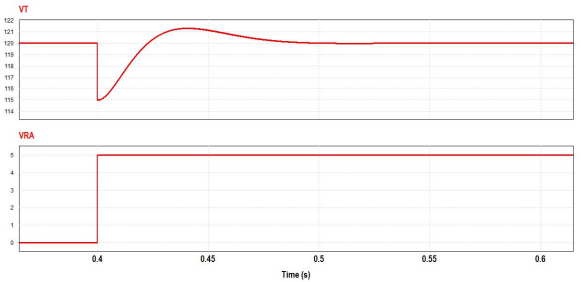


Fig. 39. Respuesta temporal del control ante una perturbación en la carga.

Finalmente el sistema de control realizado es

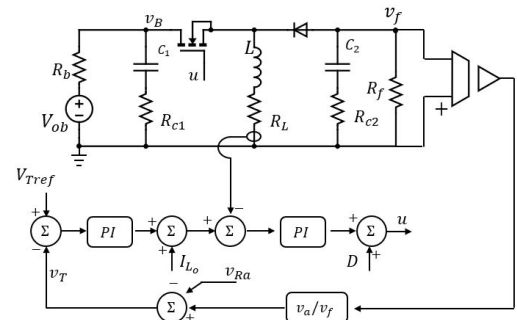


Fig. 40. Diagrama de control del convertidor II.

Donde VRa es una perturbación que representa la caída de tensión en

la armadura del generador, y depende de las características de corriente en la carga.

VIII. SIMULACIÓN DEL SISTEMA COMPLETO

Finalmente se conectan ambas etapas del sistema y se realiza la simulación en PSIM.

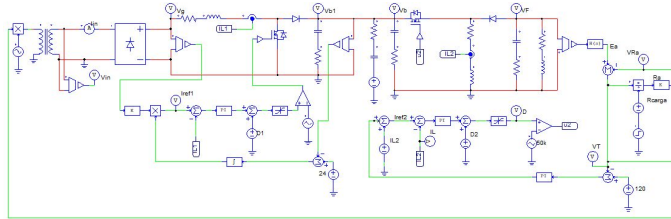


Fig. 41. Montaje del sistema completo en PSIM.

Se observa que se toma un equivalente DC que modela la magnitud de la tensión en las terminales del generador, y sus respectivas perturbaciones de caída de tensión en la resistencia de armadura.

Se realiza la simulación del sistema completo y se tiene que

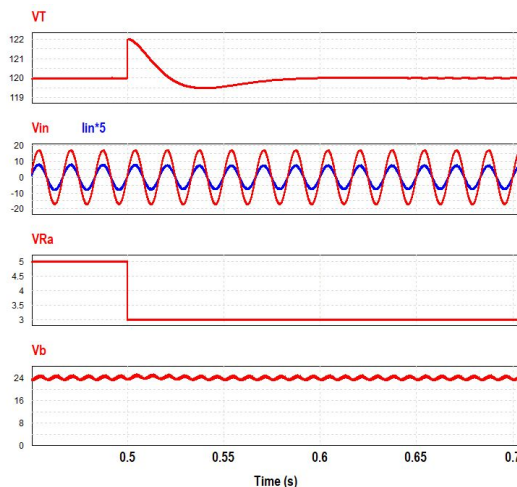


Fig. 42. Respuesta ante perturbación en la carga, del sistema completo.

Donde se observa finalmente que la magnitud de tensión en las terminales del generador permanece constante ante las perturbaciones, en este caso se reduce la caída de tensión en la resistencia de armadura del generador, de 5V a 3V. Adicionalmente se tiene que la tensión en la batería también permanece controlada, y que en la entrada de todo el sistema se tiene un THD de 2.98% y un factor de potencia de 0.99952.

IX. CONCLUSIONES

La forma común de controlar la corriente en el rotor de un generador síncrono es a partir de un reóstato, el problema de este es que si las corrientes por el devanado del rotor es de gran magnitud, en este reóstato se disipa una potencia considerable, este problema fue resuelto a partir de la implementación de un sistema de regulación mediante el uso de convertidores DC-DC que logran que la potencia disipada en el proceso del control de la corriente del rotor sean mínimas en comparación con la del reóstato.

Los convertidores en su diseño cumplen con el objetivo requerido según la eficiencia y los parámetros de diseño, entregándonos en sus terminales de salida los valores calculados, cumpliendo con la aproximación de pequeño rizado. De igual manera la eficiencia de ambos convertidores cumplen con lo que se desea lo cual es llegar a una aplicación que pueda entregar mayor eficiencia que la excitación de la máquina por medio de máquinas con bobinas y reostatos que

puedan representar mayores pérdidas.

Para el arranque del generador se hace necesario la implementación de una batería entre los dos convertidores, la cual debería ser capaz de entregar la potencia necesaria requerida por el generador síncrono para su arranque, transitoriamente debido a que cuando se logra la excitación de la armadura el sistema pasa a un estado estable donde se autoexcita el sistema y posteriormente se vuelve a carga la batería por efecto del mismo convertidor Boost, luego, su comportamiento como capacitor ayuda como acople entre los dos convertidores.

El sistema de control diseñado se comporta satisfactoriamente cumpliendo los objetivos planteados, pues mantiene un nivel de tensión en las terminales del generador constante, aún cuando cambia el consumo de corriente en la carga. Para los tiempos de respuesta y de sobreimpulso de la señal, estos pueden ser modificados al volver a calcular los controladores utilizados, en si, el ajuste de estos componentes depende de las características de la carga y del generador.

X. REFERENCIAS

- [1] B.S. Guru, Máquinas eléctricas y transformadores, 2003
- [2] A.J. Saavedra, Methodology to estimate parameters of an excitation system based on experimental conditions. ScienceDirect, 2010
- [3] A.J. Saavedra, C.A. Ramos, Calculation of excitation system controllers to fulfill IEEE standard performance indexes. ScienceDirect, 2012
- [4] C. A. Ramos-Paja, Rectificador elevador con corrección de factor de potencia y reducción de distorsión armónica, mundo eléctrico.
- [5] M. Kozak, Initial Excitation Issues of Synchronous Generator with VSI inverter in varying rotational Speed Operation, Julio, 2018.
- [6] Panasonic, Valve - Regulated Lead Acid Batteries: individual Data sheet (LC-R127R2P), 2005. [En línea]. Disponible en: https://b2b-api.panasonic.eu/file_stream/pids/fileversion/3535
- [7] H.L.Chan, A new Battery Model for use with battery energy storage and electric vehicles power systems, 2000.
- [8] S. Zeljko, Synchronous Generator Modeling Using Matlab, McGraw-Hill Professional, 2010.
- [9] P.S. Kundur, Power System Stability and Control, McGraw-Hill Professional, 1994.
- [10] Mathworks, Synchronous machine with field circuit and no damper. [En línea]. Disponible en: <https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/synchronousmachinemodel10.html>
- [11] Digikey, R1425 Schaffner EMC producto, [En línea]. Disponible en: <https://www.digikey.com/product-detail/es/schaffner-emc-inc/R1425/R1425-ND/1997825>
- [12] Digikey, Capacitor panasonic de tipo EEU-FC1V391S. [En línea]. Disponible en: <https://www.digikey.com/product-detail/es/panasonic-electronic-components/EEU-FC1V391S/P10300-ND/266309>
- [13] Schaffner, Saturating Chokes RI series Datasheet. [En línea]. Disponible en: <https://www.schaffner.com/products/download/product/datasheet/ri-series-saturating-chokes/>
- [14] LGU Nichicon, Aluminium Electrolytic Capacitor Datasheet. [En línea]. Disponible en: <https://www.nichicon.co.jp/english/products/pdfs/e-lgu.pdf>