

# Tarea 1: Control Discreto de un Convertidor DC-DC Multinivel

Carolina Beckmann

Sofía Franco

Leonardo Solis Zamora

Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María

**Resumen**—En este documento se realiza un análisis al convertidor de potencia *DC-DC Three-level Flying Capacitor Buck Converter (3L-FCBC)* con el fin de diseñar un set de controladores discretos de lazo cerrado. Se logra obtener controladores para dos modos de operación: Control de Voltaje (CV) y Control de Corriente (CC). Una vez diseñados los controladores discretos, se realizaron las respectivas pruebas y se comprueba desempeño del control ante cambios de referencias y perturbaciones.

**Index Terms**—Convertidor de potencia, DC-DC Three-level Flying Capacitor Buck Converter (3L-FCBC), Control de voltaje, Control de corriente, Electromovilidad, Capacitor voltage balancing.

## INTRODUCCIÓN

En la presente tarea se desarrolla el análisis del convertidor de potencia *DC-DC Three-level Flying Capacitor Buck Converter (3L-FCBC)*. Éste convertidor de potencia corresponde a un reductor, lo cual es muy útil para la electromovilidad debido a que los vehículos eléctricos (EV) requieren baja tensión para su funcionamiento. Por otro lado, se tiene que este tipo de convertidor multinivel proporciona más flexibilidad para controlar y mejorar la calidad de las señales [1].

El convertidor utilizado (figura 1) tiene los parámetros presentados en el cuadro I y se modelará suponiendo operación en modo continuo de conducción (CCM), lo que permitirá identificar 4 estados [1]. Los diagramas de control para el modo de control de corriente (CC) y control de voltaje (CV) se muestran las figuras 6 y 7 respectivamente.

El objetivo principal de la tarea es lograr el control de corriente y voltaje del sistema carga-batería. Para esto, se utiliza el método de control lineal a través de programación en C. El método de modulación utilizado es *Phase Shifted Pulse Width Modulation (PS-PWM)*.

El desarrollo de la tarea se hace en el siguiente orden: en la sección I se identifican los estados del convertidor, en la sección II se identifican las variables de estado, actuaciones y perturbaciones del sistema para obtener un modelo en variables de estado. En la sección III se obtienen las funciones de transferencia para diseñar los controladores continuos. En

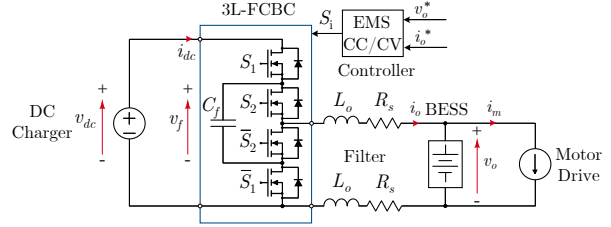


Figura 1. DC-DC Three-level Flying Capacitor Buck Converter

la sección IV se diseñan los controladores discretos a partir de los controladores continuos. En la sección V se evalúan los controladores diseñados y finalmente en la sección VI se evalúan los controladores frente a cambios de referencia y perturbaciones.

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

Símbolo	Parámetro	Valor
$V_{dc}$	Voltaje de entrada	600 V
$V_o$	Voltaje del banco de baterías	375 V
$P_o$	Potencia nominal de salida	50 kW
$L_o$	Inductor de salida	0.5 mH
$R_s$	Resistencia de pérdida del inductor	0.1 $\Omega$
$C_f$	Capacitor flotante	0.47 mF
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación	100 kHz
$f_s$	Frecuencia de muestreo	20 kHz

## I. ESTADOS DEL CONVERTIDOR

Para identificar los estados de conmutación del convertidor se definen los estados de los switches  $s_1$  y  $s_2$  con el fin de obtener el estado del condensador  $C_f$ , el circuito equivalente y las ecuaciones resultantes.

Cuadro II  
ESTADOS DEL CONVERTIDOR

E	$s_1$	$s_2$
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	1	1

**E = 0** Condensador  $C_f$  flotante.

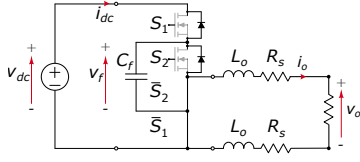


Figura 2. Circuito resultante para E=0

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = -2R_s i_o(t) - v_o(t) \quad (1a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = 0 \quad (1b)$$

**E = 1** Condensador  $C_f$  en descarga.

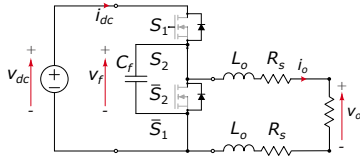


Figura 3. Circuito resultante para E=1

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = v_f(t) - 2R_s i_o(t) - v_o(t) \quad (2a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = -i_o(t) \quad (2b)$$

**E = 2** Condensador  $C_f$  en carga.

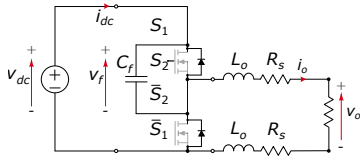


Figura 4. Circuito resultante para E=2

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = V_{dc}(t) - v_f(t) - 2R_s i_o(t) - v_o(t) \quad (3a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = i_o(t) \quad (3b)$$

**E = 3** Condensador  $C_f$  flotante.

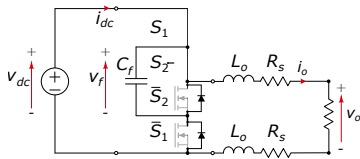


Figura 5. Circuito resultante para E=3

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = V_{dc}(t) - 2R_s i_o(t) - v_o(t) \quad (4a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = 0 \quad (4b)$$

Con ayuda de las ecuaciones (1), (2), (3) y (4), se generaliza el modelo en función de los estados de los switches  $s_1$  y  $s_2$ :

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = s_1 \cdot V_{dc}(t) - (s_1 - s_2)v_f(t) - 2R_s i_o(t) - v_o(t) \quad (5a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = (s_1 - s_2)i_o(t) \quad (5b)$$

El modelo generalizado en (5) incorpora las variables discretas

$$s_1, s_2 \in \{0, 1\}$$

Para el modelo propuesto en (5) se considera la relación  $v_o(t) = i_o(t)R_o$ , por lo que se podría obtener una variante del modelo sin considerar  $v_o(t)$ :

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = s_1 \cdot V_{dc}(t) - (s_1 - s_2)v_f(t) - (2R_s + R_o)i_o(t) \quad (6a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = (s_1 - s_2)i_o(t) \quad (6b)$$

## II. MODELO EN VARIABLES DE ESTADO

En base a los estados del convertidor, se identifican las variables de estado, actuaciones y perturbaciones [5]:

- Las variables de estado se reconocen como las variables internas del sistema que tienen una evolución temporal representada por ecuaciones diferenciales de primer orden. Así, se relacionan las variables de estado con las componentes reactivas. Por lo tanto, se consideran como variables de estado  $i_o(t)$  y  $v_f(t)$ .
- Las actuaciones son típicamente entradas del sistema que se pueden manipular para modificar las variables de estado. Por lo tanto, se reconocen como entradas del sistema  $s_1$  y  $s_2$ .
- Las perturbaciones son variables medibles o no medibles que no se pueden manipular, sólo existen. De esta manera, se reconoce  $V_{dc}(t)$  como perturbación.

Para identificar las ecuaciones en variables de estado, se identifica una función promedio para evitar trabajar con el sistema híbrido propuesto en (6). Las señales  $s_1$  y  $s_2$  son generadas a partir de la comparación entre las señales de control  $d_1$  y  $d_2$  y las portadoras  $v_{tri,1}$  y  $v_{tri,2}$ , respectivamente. Ambas portadoras

son señales triangulares que varían entre 0 y 1, y entre ellas tienen una diferencia de fase de  $180^\circ$ , técnica que se conoce como portadoras *entrelazadas*, que permite lograr un equilibrio de voltaje natural en los capacitores flotantes. Este equilibrio suele ser lento y depende de las condiciones de carga, por lo que se requiere un método de equilibrio activo para regular los voltajes en los capacitores flotantes en sus niveles deseados mejorando la dinámica, especialmente en condiciones transitorias y cargas no lineales[3]. Se reemplazan las variables  $s_1$  y  $s_2$  por las señales de control  $d_1$  y  $d_2$ , respectivamente, considerando que:

$$d_i(t) = \frac{t_i^{on}}{(t_i^{on} + t_i^{off})}; \quad i = 1, 2 \quad (7)$$

Por lo tanto, de (7) se desprende que

$$d_1, d_2 \in [0, 1]$$

De esta forma se identifica el modelo promedio que sólo incorpora variables continuas:

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = d_1(t) \cdot V_{dc}(t) - [d_1(t) - d_2(t)]v_f(t) - (2R_s + R_o)i_o(t) \quad (8a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = [d_1(t) - d_2(t)]i_o(t) \quad (8b)$$

La corriente que fluye a través del capacitor flotante esta determinada por ambas señales de control con la finalidad de desacoplar las ecuaciones. Por lo tanto, se proponen las señales de control  $u_i$  y  $u_v$ , las cuales pueden ser expresadas como

$$u_i(t) = \frac{d_1(t) + d_2(t)}{2} \quad (9a)$$

$$u_v(t) = \frac{d_1(t) - d_2(t)}{2} \quad (9b)$$

donde  $u_i(t)$  corresponde a la señal de control de regulación y  $u_v(t)$  corresponde a la señal de control de balance [1].

El cambio de variables propuesto permite reescribir las ecuaciones en (8).

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = [u_i(t) + u_v(t)]V_{dc}(t) - 2u_v(t) \cdot v_f(t) - (2R_s + R_o)i_o(t) \quad (10a)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = 2u_v(t) \cdot i_o(t) \quad (10b)$$

A partir de lo obtenido en (10), se hace necesario linealizar el sistema producto de multiplicaciones entre entradas con variables de estado y perturbaciones, con la finalidad de encontrar funciones de transferencia que permitan obtener controladores lineales del tipo *PI*. Esta linealización se realiza en Anexo

VIII-A. De esta forma, las ecuaciones linealizadas quedan de la siguiente forma:

$$2L_o \frac{d\Delta i_o(t)}{dt} = V_{dcQ} \cdot \Delta u_i(t) - 2u_{vQ} \cdot \Delta v_f(t) + (V_{dcQ} - 2V_{fQ})\Delta u_v(t) + (u_{iQ} + u_{vQ})\Delta V_{dc}(t) - (2R_s + R_o)\Delta i_o(t) \quad (11a)$$

$$C_f \frac{d\Delta v_f(t)}{dt} = 2u_{vQ} \cdot \Delta i_o(t) + 2i_{oQ} \cdot \Delta u_v(t) \quad (11b)$$

Dada las ecuaciones diferenciales lineales en (11), se puede obtener un modelo en variables de estado que cumpla con la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + Ep(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \quad (12)$$

Las propuestas iniciales de actuaciones, variables de estado y perturbaciones, permitirán reordenar las ecuaciones diferenciales.

$$x(t) = [\Delta v_f(t), \Delta i_o(t)]^T = [x_1(t), x_2(t)]^T \quad (13)$$

$$u(t) = [\Delta u_i(t), \Delta u_v(t)]^T = [u_1(t), u_2(t)]^T \quad (14)$$

$$p(t) = \Delta V_{dc}(t) \quad (15)$$

De esta manera, el modelo en variables de estado se expresa como:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta i_o(t)}{dt} &= -\frac{u_{vQ}}{L_o} \Delta v_f(t) - \frac{(2R_s + R_o)}{2L_o} \Delta i_o(t) \\ &+ \frac{V_{dcQ}}{2L_o} \Delta u_i(t) \\ &+ \frac{(V_{dcQ} - 2V_{fQ})}{2L_o} \Delta u_v(t) \\ &+ \frac{(u_{iQ} + u_{vQ})}{2L_o} \Delta V_{dc}(t) \end{aligned} \quad (16a)$$

$$\frac{d\Delta v_f(t)}{dt} = \frac{2u_{vQ}}{C_f} \Delta i_o(t) + \frac{2i_{oQ}}{C_f} \Delta u_v(t) \quad (16b)$$

Las matrices de estado que se desprenden de las ecuaciones en (16), son:

$$\begin{aligned} A_{2 \times 2} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{2u_{vQ}}{C_f} \\ -\frac{u_{vQ}}{L_o} & -\frac{(2R_s + R_o)}{2L_o} \end{bmatrix} & E_{2 \times 1} &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{u_{iQ} + u_{vQ}}{2L_o} \end{bmatrix} \\ B_{2 \times 2} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{2i_{oQ}}{C_f} \\ \frac{V_{dcQ}}{2L_o} & \frac{V_{dcQ} - 2V_{fQ}}{2L_o} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

### III. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

Según lo descrito en [5], se puede establecer una relación entre la representación en variables de estado de un sistema y la función de transferencia.

Dado un modelo de estado definido por las matrices  $\{A, B, C, D\}$ , se puede expresar la función de transferencia como:

$$H(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (18)$$

Cuya función de transferencia se expresa como:

$$Y(s) = H(s)U(s)$$

En que  $U(s)$  y  $Y(s)$  corresponden a la transformada de Laplace de la entrada  $u(t)$  y la salida  $y(t)$ , respectivamente.

A través de la ecuación (18), se encontrará una función de transferencia representada por un vector  $H_{1 \times 2}$ , en donde cada elemento corresponderá a una función de transferencia relacionada a  $\Delta u_i(t)$  y  $\Delta u_v(t)$ .

La salida del sistema se puede escribir como:

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (19)$$

De la ecuación (19), la matriz  $C$  puede tomar distintos valores, dependiendo las variables que se quieran tener de salida, considerando  $D = 0$ .

- $y(t) = v_f(t) \rightarrow C = [1, 0]$
- $y(t) = i_o(t) \rightarrow C = [0, 1]$
- $y(t) = v_o(t) \rightarrow C = [0, R_o]$

De esta forma, se obtienen las diferentes funciones de transferencia.

$$H_i(s) = \frac{\Delta i_o(s)}{\Delta u_i(s)} = \frac{s \cdot C_f V_{dc} Q}{s^2 \cdot 2L_o C_f + s(2R_s + R_o)C_f + 4u_v^2 Q} \quad (20)$$

$$H_0(s) = \frac{\Delta v_o(s)}{\Delta u_i(s)} = \frac{s \cdot R_o C_f V_{dc} Q}{s^2 \cdot 2L_o C_f + s(2R_s + R_o)C_f + 4u_v^2 Q} \quad (21)$$

$$H_f(s) = \frac{\Delta v_f(s)}{\Delta u_v(s)} = \frac{s \cdot 4L_o i_o Q + 2i_o Q(2R_s + R_o) + 2u_v Q(V_{dc} Q - 2V_f Q)}{s^2 \cdot 2L_o C_f + s(2R_s + R_o)C_f + 4u_v^2 Q} \quad (22)$$

#### IV. DISEÑO DE CONTROLADORES DISCRETOS

Considerando una frecuencia de muestro  $f_s = 20[kHz]$ , se discretiza cada función de transferencia calculada anteriormente (20, 21 y 22) con el comando `c2d()` de MATLAB, obteniendo las nuevas funciones  $H_{id}$ ,  $H_{od}$  y  $H_{fd}$ . Luego, se utiliza la herramienta `rtool(plant,comp)` cuyas entradas son la planta discretizada y un controlador discreto, el cual se modela como un PI con parámetros iniciales  $K_P = 1$  y  $K_I = 1$ . Estos valores se van actualizando a medida que se cambian los polos de tal forma que en el ancho de banda deseado haya una caída de  $-3[dB]$ .

El diagrama de control para el modo CC y el modo CV se muestran en las figuras 6 y 7 respectivamente, donde se ocupa un tiempo muerto de  $1 \cdot 10^{-7}[s]$ .

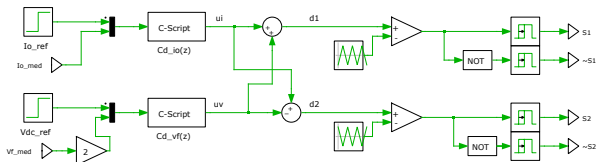


Figura 6. Diagrama de control para el modo CC.

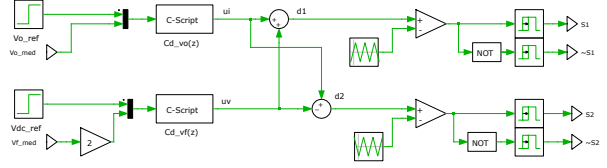


Figura 7. Diagrama de control para el modo CV.

#### IV-A. Controlador discreto para regular corriente $i_o$ con ancho de banda $B_w = 2[kHz]$ .

En el root locus se agrega como requerimiento de diseño un factor de amortiguamiento  $\xi = 0,7071$  pero como la respuesta a escalón presenta un gran overshoot, se decide utilizar  $\xi = 0,9$  para disminuir el sobrepaso de la señal. En las figuras 8 y 9 se muestra el Root Locus y el diagrama de Bode del controlador. Los polos del controlador se ajustan hasta que el ancho de banda sea de  $2[kHz]$ , tal como muestra la figura 9. Los parámetros finales del controlador PI se muestran a continuación:

$$K_P = 0,014578 \quad (23a)$$

$$K_I = -K_P \cdot 0,7801 \quad (23b)$$

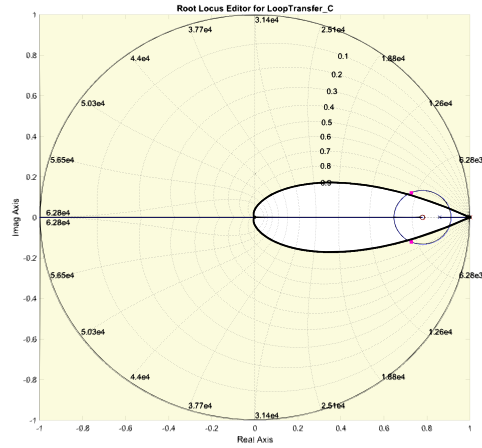


Figura 8. Root Locus para diseñar el controlador de  $i_o$ .

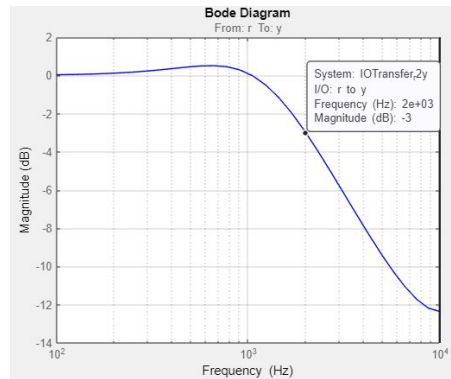


Figura 9. Diagrama de Bode del controlador de  $i_o$ .

IV-B. Controlador discreto para regular voltaje de salida  $v_o$  con ancho de banda en lazo cerrado  $B_w = 2[kHz]$

Nuevamente, con  $rtool()$  se agrega como requerimiento de diseño  $\xi = 0,7071$ , el cual se muestra en la figura 10 y se muestra su ancho de banda en 11, obteniendo un controlador PI con los siguientes parámetros:

$$K_P = 0,0047731 \quad (24a)$$

$$K_I = -K_P \cdot 0,7235 \quad (24b)$$

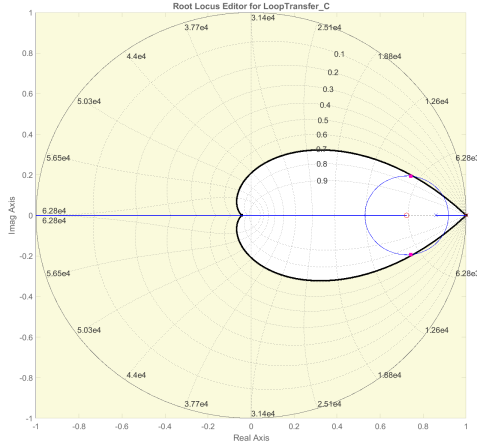


Figura 10. Root Locus para diseñar el controlador de  $v_o$

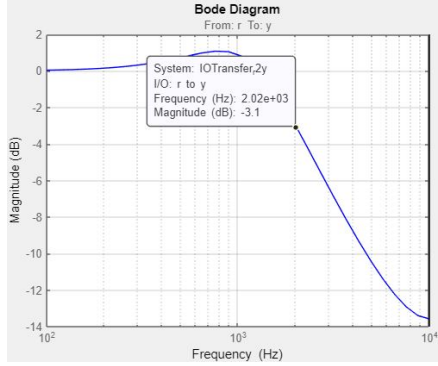


Figura 11. Diagrama de Bode del controlador de  $v_o$ .

IV-C. Controlador discreto para regular voltaje del condensador flotante  $v_f$  con un ancho de banda en lazo cerrado  $B_w = 200[Hz]$

En la figura 12 se muestra el root locus donde los polos del controlador se intersectan con el requerimiento de  $\xi = 0,7071$ . En 13 se muestra el Bode y finalmente el PI obtenido es:

$$K_P = 0,0013658 \quad (25a)$$

$$K_I = -K_P \cdot 0,9735 \quad (25b)$$

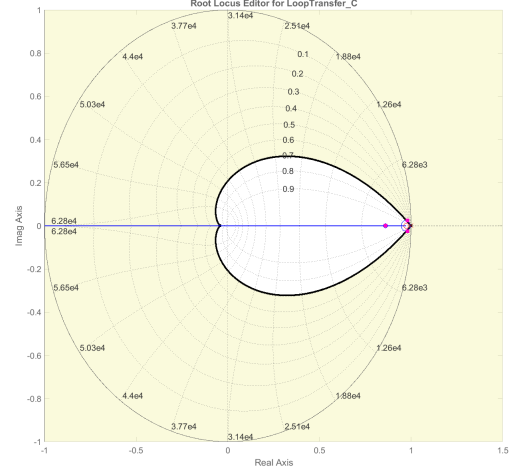


Figura 12. Root Locus para diseñar el controlador de  $v_f$

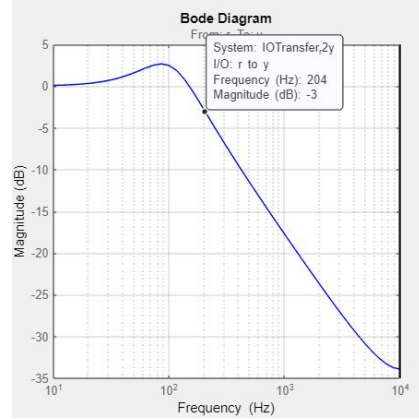


Figura 13. Diagrama de Bode del controlador de  $v_f$ .

A modo de resumen, se muestra la tabla III con los parámetros que se insertan al bloque de C-Script utilizados en la simulación, tales como parámetros de los controladores y sus actuaciones máximas y mínimas.

Cuadro III  
PARÁMETROS DEL BLOQUE DE C-SCRIPT

	$H_{id}$	$H_{vd}$	$H_{fd}$
$K_P$	0.014578	0.0047731	0.0013658
$K_I$	$-K_P \cdot 0,7801$	$-K_P \cdot 0,7235$	$-K_P \cdot 0,9735$
$U_{i\max}$	0.8	0.8	-
$U_{i\min}$	-0.8	-0.8	-
$U_{v\max}$	-	-	0.2
$U_{v\min}$	-	-	-0.2

## V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR

A continuación se muestran los resultados de simulación en estado estacionario con  $V_{dc}(t) = 600[V]$  e  $i_m(t) = 0[A]$ .

V-A. **Modo CC:** Regulación de corriente con  $i_o^* = 100[A]$  y balance de tensión con  $v_f^* = 0,5V_{dc}$

De la figura 14 se ve que la diferencia entre el valor máximo y mínimo de corriente es  $\Delta i_o = 11,23[mA]$ , mientras que la diferencia de voltaje es  $\Delta 2v_f = 2,11[V]$ . Además, en la figura 14 a) se aprecia que la corriente presenta 3 pendientes correspondientes a los casos cuando el condensador  $C_f$  está flotante, cargando y descargándose.

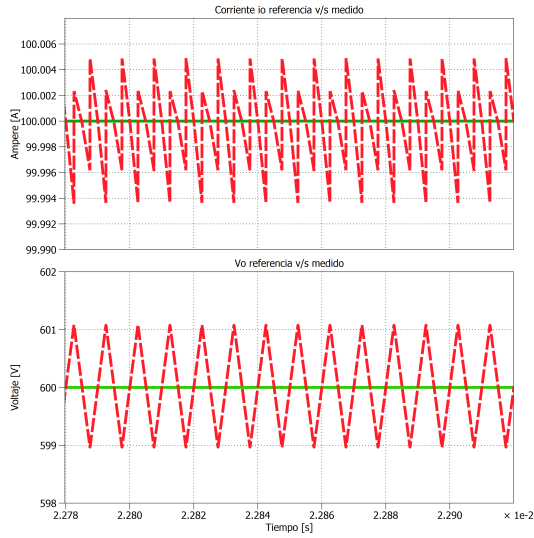


Figura 14. a) Corriente  $i_o$  de referencia v/s medido. b) Voltaje  $V_{dc}$  v/s  $2v_f$

V-B. **Modo CV:** Regulación de voltaje con  $v_o^* = 375[V]$  y balance de tensión con  $v_f^* = 0,5V_{dc}$ .

En la figura 15 se ve que la diferencia de tensión de salida tiene un valor  $\Delta v_o = 0,9[V]$  mientras que la diferencia de voltaje en el condensador  $C_f$  es  $\Delta 2v_f = 1,78[V]$ . En la figura 15 b) se ven nuevamente los 3 niveles del condensador cuando esta flotante, cargando y descargándose.

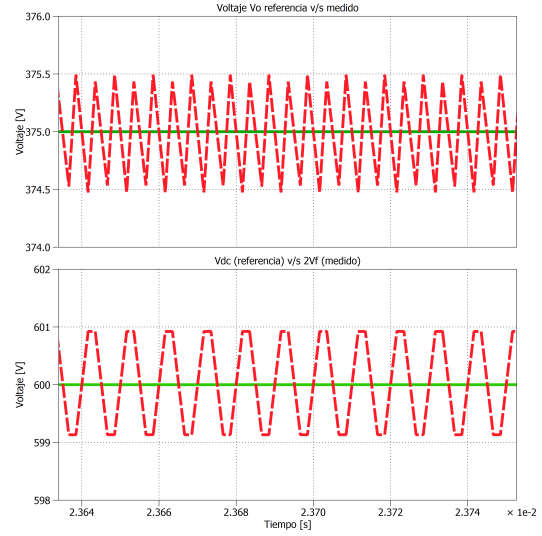


Figura 15. a) Corriente  $v_o$  de referencia v/s medido. b) Voltaje  $v_{dc}$  v/s  $2v_f$

V-C. **Niveles de voltaje del convertidor, ciclo de trabajo y potencia.**

Los niveles de voltaje del convertidor de cada modo de operación se muestran en las figuras 16 y 17, donde se ve que en estado estacionario ambos modos ocupan solo 2 niveles.

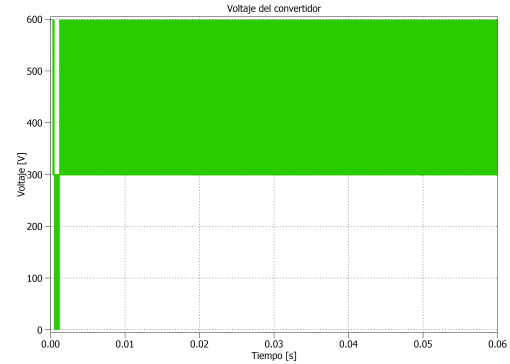


Figura 16. Voltaje del convertidor en modo CC.

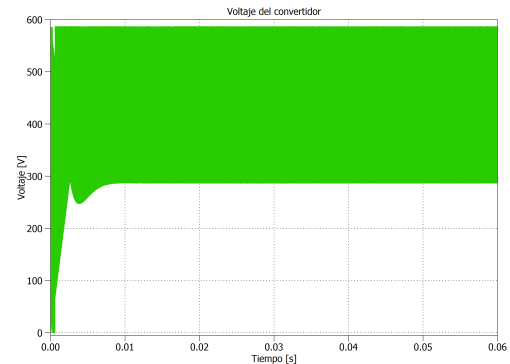


Figura 17. Voltaje del convertidor en modo CV.

Los ciclos de trabajo en el modo CC se muestran posteriormente en las figuras 24 y 25 y en el modo CV en las figuras 26 y 27 para comparar su comportamiento frente a las perturbaciones.

La potencia  $P_o = v_o \cdot i_o$  obtenida en el modo CC y CV se muestran en las figuras 18 y 19 respectivamente. Es posible notar que la potencia obtenida del convertidor en el modo CC está mucho más distorsionada a comparación del modo CV.

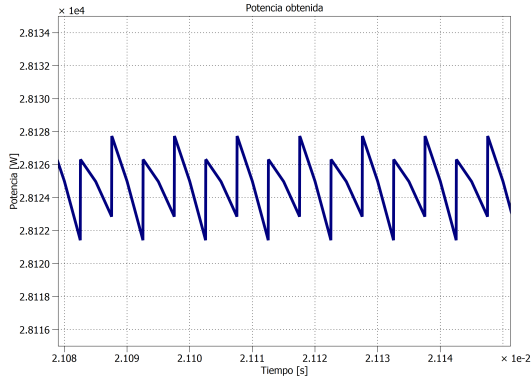


Figura 18. Potencia obtenida en modo CC.

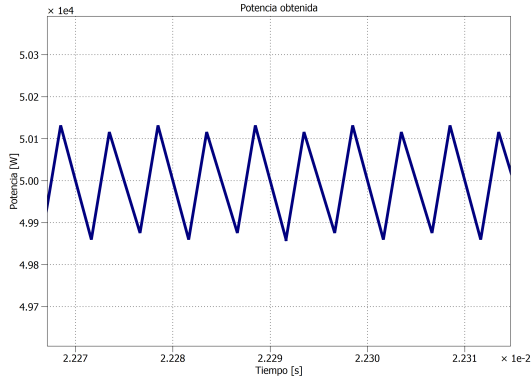


Figura 19. Potencia obtenida en modo CV.

## VI. RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FRENTE A CAMBIOS DE REFERENCIA Y PERTURBACIONES

A continuación se muestran los resultados dinámicos de simulación con  $V_{dc}(t) = 600(\mu(t) - 0,1\mu(t - 0,08))$  [V] y  $i_m(t) = 50(\mu(t - 0,1) - \mu(t - 0,12) - \mu(t - 0,14) + \mu(t - 0,16))$  [A]

**VI-A. Modo CC: Regulación de corriente con  $i_o^* = 100$  [A] y balance de tensión con  $v_f^* = 0,5V_{dc}$ .**

En la figura 20 a) se puede notar que los valores máximos de corriente  $i_o$  son mayores cuando existen variaciones de corriente  $i_m$  que cuando hay un cambio en el voltaje  $V_{dc}$ . Esto se relaciona con la función de transferencia existente entre la perturbación  $V_{dc}$  y

la corriente  $i_o$ , que en estado estacionario, alcanza un valor pequeño, tal como se observa en la figura 20 a), cuya perturbación es de baja magnitud y compensada posteriormente por el controlador. Además, en el cambio de referencia de  $V_{dc}$  en la figura 20 c) se puede ver en la parte dinámica cómo la señal  $2v_f$  se demora en estacionar debido al diseño de ancho de banda y actuación del controlador.

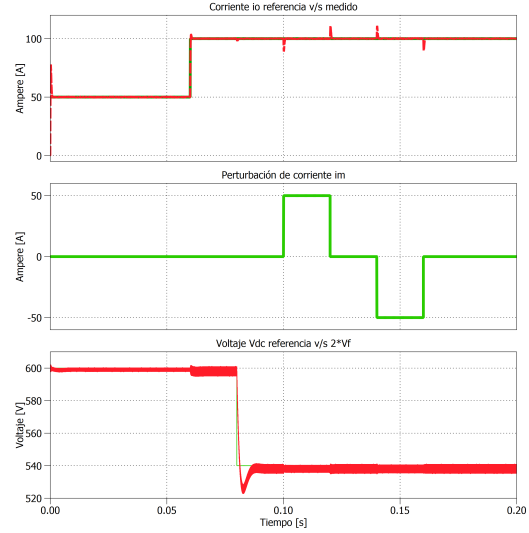


Figura 20. a) Corriente  $i_o$  de referencia v/s medida. b) Perturbación  $i_m$ . c) Voltaje  $v_{dc}$  perturbado v/s  $2v_f$ .

**VI-B. Modo CV: Regulación de voltaje con  $v_o^* = 375$  [V] y balance de tensión con  $v_f^* = 0,5V_{dc}$ .**

En la figura 21 a) se ve que  $v_o$  tiene mayor sensibilidad frente a variaciones de corriente  $i_m$  que cuando existe un cambio en el voltaje  $V_{dc}$ , produciendo una diferencia de hasta 100 [V].

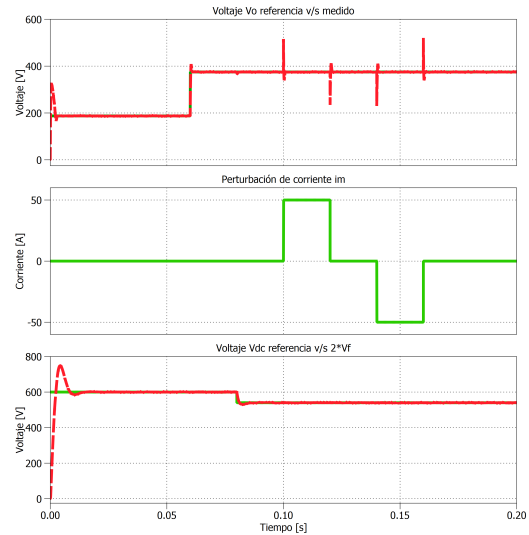


Figura 21. a) Voltaje  $v_o$  de referencia v/s medida. b) Perturbación  $i_m$ . c) Voltaje  $v_{dc}$  perturbado v/s  $2v_f$ .



### VI-C. Niveles de voltaje del convertidor, ciclo de trabajo y potencia.

Los niveles de voltaje del convertidor en cada modo de operación se muestran en las figuras 22 y 23, donde se aprecia que el convertidor hace uso de 3 niveles.

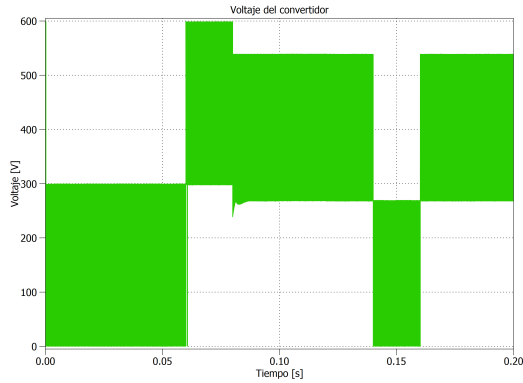


Figura 22. Voltaje del convertidor en modo CC frente a perturbaciones y cambios de referencia.

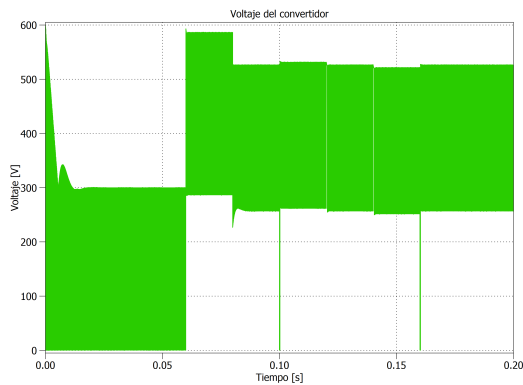


Figura 23. Voltaje del convertidor en modo CV frente a perturbaciones y cambios de referencia.

El ciclo de trabajo  $d_1$  y  $d_2$  en el modo CC, cuando existen o no perturbaciones y cambios de referencias, se muestran en la figura 24 y 25, donde se observa que frente a estos cambios, las señales se saturan llegando a su valor máximo de 0.8.

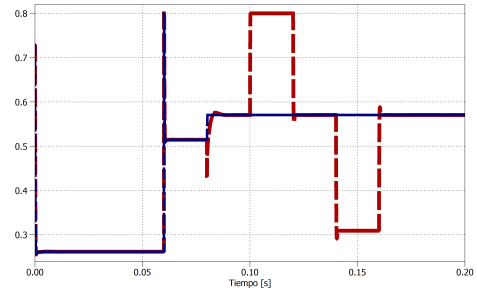


Figura 24. Modo CC: comportamiento de  $d_1$  con y sin perturbaciones (rojo y azul respectivamente).

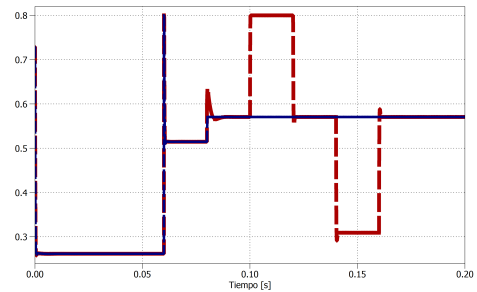


Figura 25. Modo CC: comportamiento de  $d_2$  con y sin perturbaciones (rojo y azul respectivamente).

En cuanto al modo CV, el ciclo de trabajo  $d_1$  y  $d_2$ , cuando existen o no perturbaciones y cambios de referencias, se muestran en la figura 26 y 27, donde en ambos casos las actuaciones son mucho mayores que en el modo CC y también se satura en muchas ocasiones.

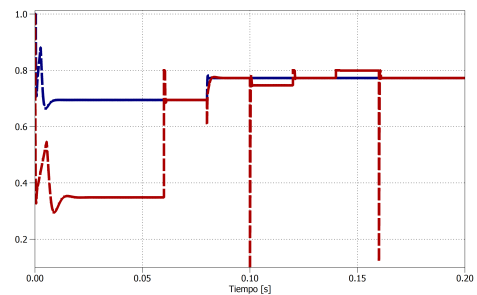


Figura 26. Modo CV: comportamiento de  $d_1$  con y sin perturbaciones (rojo y azul respectivamente).



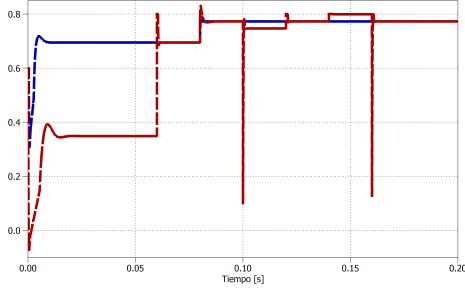


Figura 27. Modo CV: comportamiento de  $d_2$  con y sin perturbaciones (rojo y azul respectivamente).

En la figura 28 se ve que frente a perturbaciones, la potencia no presenta valores máximos de gran amplitud a comparación del modo CV. De 29, se ve que con el modo CV, los valores máximos de potencia son mucho mayores frente a variaciones de  $i_m$  y de  $v_o$  (del orden de 20[kW]) que a las variaciones del voltaje  $v_{dc}$  (del orden de 2[kW]).

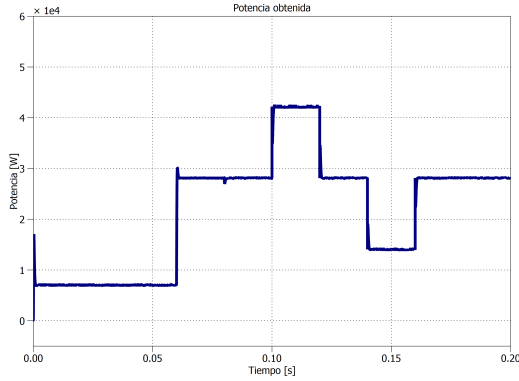


Figura 28. Potencia obtenida en modo CC al aplicar perturbación  $i_m$ .

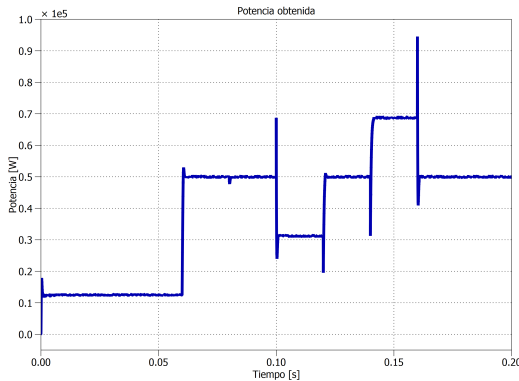


Figura 29. Potencia obtenida en modo CV al aplicar perturbación  $i_m$ .

## VII. CONCLUSIÓN

En esta tarea se obtuvo un modelo lineal del convertidor y en base al análisis de este, se

diseñaron controladores discretos para la posterior implementación. La etapa del modelado del convertidor permite dar con el modelo en variables de estado necesario para obtener la relación entre las entradas y las salidas que se quieran controlar. Para eso, el proceso de diseño de controladores en tiempo continuo es importante, ya que permite dar con el funcionamiento esperado del convertidor para luego, de forma incremental, dar con la implementación en código que permitirá implementar el convertidor por medio de un control discreto. Por lo tanto, en tiempo continuo es posible diseñar controladores para una planta simplificada, luego diseñar el controlador para una planta completa y posteriormente añadir el esquema antienrollamiento que considera las limitaciones físicas del sistema. El desarrollo en continuo permite escribir el código utilizado por una DSP para llevar a cabo el control discreto.

A partir de las simulaciones realizadas se puede concluir que el esquema de control propuesto (controladores, antienrollamiento y PWM) logran el correcto seguimiento a referencia de las variables, tanto ante cambios de referencia como a perturbaciones de la corriente  $i_m$  o de la tensión  $V_{dc}$ , aunque se recomienda protección debido a los valores máximos de corriente y voltaje.

Debido a que este tipo de convertidores de potencia *back-end*, son utilizados para la carga de sistema de baterías, se recomienda utilizar un control de corriente por su uniformidad y valores máximos de menor magnitud. Este convertidor puede ser acompañado de un convertidor AC-DC *front-end* y un enlace DC, idealmente con aislación en la entrada, ya que este convertidor no cuenta con aislación galvánica. La alta frecuencia de conmutación permite reducir el volumen de las componentes pasivas, frecuencia que esta limitada por las pérdidas de conmutación. Frente a eso propone estudiar alternativas que permitan disminuir las pérdidas para así elevar la frecuencia de conmutación, soluciones como circuitos resonantes o técnicas de conmutación suave (*soft-switching*), entre ellas *Zero voltage switching* (ZVS) y *Zero current switching* (ZCS) [4].

## VIII. ANEXO

### VIII-A. Linealización

A continuación se presenta la linealización de las ecuaciones diferenciales obtenidas en (10). Se obtendrá el punto de operación de cada ecuación, en este caso el punto de equilibrio, para luego obtener su modelo lineal. Por lo tanto, las variables serán linealizadas por medio de la siguiente relación:

$$x(t) = x_Q + \Delta x(t) \quad (26)$$

VIII-A1. *Linealización Ecuación Voltaje  $v_f$* : A continuación se presenta el proceso que permite linealizar la ecuación diferencial relacionada a  $v_f$ , estos pasos permiten encontrar el punto de equilibrio y posteriormente la función linealizada.

$$\underbrace{C_f \frac{dv_f(t)}{dt}}_{g(t)} = \underbrace{u_v \cdot i_o(t)}_{f(t)}$$

$$g(t) = g(\dot{v}_f(t))$$

$$f(t) = f(u_v(t), i_o(t))$$

$$\boxed{g(t) \Big|_Q = f(t) \Big|_Q \rightarrow 0 = u_{vQ} \cdot i_{oQ}} \quad (27)$$

$$g(t) \approx g(t) \Big|_Q + \frac{dg(t)}{d\dot{v}_f(t)} \Big|_Q \Delta \dot{v}_f(t)$$

$$\approx C_f \Delta \dot{v}_f(t)$$

$$f(t) \approx f(t) \Big|_Q + \frac{\partial f(t)}{\partial u_v(t)} \Big|_Q \Delta u_v(t)$$

$$+ \frac{\partial f(t)}{\partial i_o(t)} \Big|_Q \Delta i_o(t)$$

$$\approx u_{vQ} \cdot i_{oQ} + i_{oQ} \cdot \Delta u_v(t)$$

$$+ u_{vQ} \cdot \Delta i_o(t)$$

$$\Rightarrow 0 + C_f \Delta \dot{v}_f(t) = u_{vQ} \cdot i_{oQ} + i_{oQ} \cdot \Delta u_v(t)$$

$$+ u_{vQ} \cdot \Delta i_o(t)$$

$$\boxed{C_f \frac{d\Delta v_f(t)}{dt} = i_{oQ} \cdot \Delta u_v(t) + u_{vQ} \cdot \Delta i_o(t)} \quad (28)$$

VIII-A2. *Linealización Ecuación Corriente  $i_o$* : A continuación se siguen los mismos pasos realizados anteriormente, para llegar a una función linealizada.

$$2L_o \frac{di_o(t)}{dt} = [u_i(t) + u_v(t)] \cdot V_{dc}(t)$$

$$- 2u_v(t) \cdot v_f(t) - (2R_s + R_o)i_o(t)$$

$$h(t) = h(\dot{i}_o(t)) = 2L_o \frac{di_o(t)}{dt}$$

$$j(t) = j(u_i(t), u_v(t), V_{dc}(t), v_f(t), i_o(t))$$

$$= [u_i(t) + u_v(t)]V_{dc}(t)$$

$$- 2u_v(t) \cdot v_f(t) - (2R_s + R_o)i_o(t)$$

$$h(t) \Big|_Q = j(t) \Big|_Q$$

$$0 = u_{iQ} \cdot V_{dcQ} + u_{vQ} \cdot V_{dcQ} - 2u_{vQ} \cdot v_{fQ}$$

$$- (2R_s + R_o) \cdot i_{oQ}$$

$$\boxed{u_{iQ} = \frac{(2R_s + R_o)}{V_{dcQ}} \cdot i_{oQ} + \frac{2u_{vQ}}{V_{dcQ}} \cdot v_{fQ} - u_{vQ}}$$

$$(29)$$

$$h(t) \approx h(t) \Big|_Q + \frac{dh(t)}{d\dot{i}_o(t)} \Big|_Q \Delta \dot{i}_o(t)$$

$$\approx 2L_o \Delta \dot{i}_o(t)$$

$$j(t) \approx j(t) \Big|_Q + \frac{\partial j(t)}{\partial u_i(t)} \Big|_Q \Delta u_i(t)$$

$$+ \frac{\partial j(t)}{\partial u_v(t)} \Big|_Q \Delta u_v(t) + \frac{\partial j(t)}{\partial V_{dc}(t)} \Big|_Q \Delta V_{dc}(t)$$

$$+ \frac{\partial j(t)}{\partial v_f(t)} \Big|_Q \Delta v_f(t) + \frac{\partial j(t)}{\partial i_o(t)} \Big|_Q \Delta i_o(t)$$

$$\approx u_{iQ} \cdot V_{dcQ} + u_{vQ} \cdot V_{dcQ} - 2u_{vQ} \cdot v_{fQ}$$

$$- (2R_s + R_o) \cdot i_{oQ} + V_{dcQ} \cdot \Delta u_i(t)$$

$$+ (V_{dcQ} - 2v_{fQ}) \cdot \Delta u_v(t)$$

$$+ (u_{iQ} - u_{vQ}) \cdot \Delta V_{dc}(t) - 2u_{vQ} \cdot \Delta v_f(t)$$

$$- (2R_s + R_o) \cdot \Delta i_o(t)$$

$$\Rightarrow 0 + 2L_o \Delta \dot{i}_o(t) = u_{iQ} \cdot V_{dcQ} + u_{vQ} \cdot V_{dcQ}$$

$$- 2u_{vQ} \cdot v_{fQ}$$

$$- (2R_s + R_o)i_{oQ}$$

$$+ V_{dcQ} \cdot \Delta u_i(t)$$

$$+ (V_{dcQ} - 2v_{fQ})\Delta u_v(t)$$

$$+ (u_{iQ} - u_{vQ})\Delta V_{dc}(t)$$

$$- 2u_{vQ} \cdot \Delta v_f(t)$$

$$- (2R_s + R_o)\Delta i_o(t)$$

$$\boxed{2L_o \frac{d\Delta i_o(t)}{dt} = V_{dcQ} \cdot \Delta u_i(t)$$

$$+ (V_{dcQ} - 2v_{fQ})\Delta u_v(t)$$

$$+ (u_{iQ} - u_{vQ})\Delta V_{dc}(t)$$

$$- 2u_{vQ} \cdot \Delta v_f(t)$$

$$- (2R_s + R_o)\Delta i_o(t)} \quad (30)$$

## REFERENCIAS

- [1] Hung-Chi Chen, Che-Yu Lu, Wei-Hsiang Lien, Tien-Hung Chen "Active Capacitor Voltage Balancing Control for Three-Level Flying Capacitor Boost Converter Based on Average-Behavior Circuit Model", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 2200-2212, 2016.
- [2] G. Lefevre and S. V. Mollov, "A Soft-Switched Asymmetric Flying-Capacitor Boost Converter With Synchronous Rectification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 31, no 3, pp 2200-2212, 2016.
- [3] A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, M. Ciobotaru and V. G. Agelidis, "Voltage-balancing method using phase-shifted PWM for the flying capacitor multilevel converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4521-4531, Sep. 2014
- [4] S. Habib et al., "Contemporary trends in power electronics converters for charging solutions of electric vehicles," in CSEE Journal of Power and Energy Systems, vol. 6, no. 4, pp. 911-929, Dec. 2020
- [5] Mario E. Salgado, Juan I. Yuz, Ricardo A. Rojas, "Análisis de Sistemas Lineales", Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María - Valparaíso, Chile