

TG 1426 - COMPARACIÓN ENTRE LA TÉCNICA DE CONTROL PONDERADO Y CONTROL ÓPTIMO SOBRE UN CONVERTIDOR BOOST

Eduardo Andrés Ponce Palomino - Carlos Arturo Atuesta Tavera

14 de diciembre de 2014

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA

FACULTAD DE INGENIERÍA

CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



RECTOR MAGNÍFICO: R. P. JORGE HUMBERTO PELAEZ PIEDRAHITA S.J.

DECANO ACADEMICO: ING. JORGE LUIS SANCHEZ TELLEZ M.Sc.

DECANO DEL MEDIO UNIVERSITARIO: R.P. SERGIO BERNAL RESTREPO S.J.

DIRECTOR DE CARRERA: ING. JAIRO ALBERTO HURTADO LONDOÑO Ph.D.

DIRECTOR DEL PROYECTO: ING. DIEGO ALEJANDRO PATIÑO GUEVARA Ph.D.

BOGOTA D.C.

2014

NOTA DE ADVERTENCIA

"La universidad no se hace responsable de los conceptos emitidos por sus alumnos en sus proyectos de grado. Sólo velará porque no se publique nada contrario al dogma y la moral católica y porque los trabajos no contengan ataques o polémicas puramente personales. Antes bien, que se vea en ellos el anhelo de buscar la verdad y la justicia".

Artículo 23 de la Resolución No. 13, del 6

De julio de 1946, por la cual se

Reglamenta lo concerniente a Tesis y

Exámenes de Grado en la Pontificia

Universidad Javeriana.

Índice general

1	INTRODUCCIÓN	7
1.	Descripción del convertidor de potencia DC-DC Boost	9
2.	Fenómeno Físico del Sistema	9
3.	Modelo de Parámetros Concentrados	9
4.	El Problema de Control	11
4.1.	Puntos de Operación	11
4.2.	Sistema Conmutado	12
2	CONTROL PONDERADO (WCT)	13
1.	Control usando Replicator Dynamics	14
1.1.	Realimentación de Estados con Control Integral	14
1.1.1.	Replicator Dynamics	15
1.1.2.	Función de Fitness	15
1.1.3.	Función de Fitness Promedio	16
1.1.4.	Señal de Control Ponderada	16
1.1.5.	Multiplicador	16
2.	Aplicación del método WCT en el convertidor Boost	16
2.1.	Método	16
3	CONTROL ÓPTIMO SINGULAR	20
1.	Transformaciones	21
2.	Algoritmo Algebraico	23
3.	Superficie de conmutación subóptima	26
4.	Ley de control	28
5.	Aplicación del método SOC en el convertidor Boost	28
5.1.	Planteamiento del problema	28
5.2.	Determinación de los arcos singulares	29

4	IMPLEMENTACIÓN Y COMPARACIÓN	35
1.	Implementación	35
1.1.	Características Especiales Hardware	35
1.1.1.	Convertor de señal digital a analógica	35
1.1.2.	Plataforma Puente H	35
1.1.3.	Dispositivos de Sensado	36
2.	Hardware del Controlador y Configuración de Software	36
3.	Diagramas de Flujo de la Implementación de las Técnicas de Control	37
3.1.	Algoritmo de control WCT	37
3.2.	Algoritmo de control SOC	38
4.	Arquitectura de Implementación	40
5.	Resultados Prácticos y comparación	42
6.	Pruebas de Desempeño	42
6.1.	Evaluación resultados experimentales para el convertidor Boost	43
5	CONCLUSIONES	48

Índice de figuras

1.1	Sistema del Convertidor de Potencia DC-DC [1].	9
1.2	Circuito de parámetros concentrados utilizado para la síntesis de control [1]. .	10
2.1	Diagrama de bloques del Controlador Ponderado con Replicator Dynamics. .	13
2.2	Simulación WCT basado en RD en caso de estudio.	18
3.1	Diagrama de bloques del Control Óptimo Singular.	20
3.2	Partición del espacio de estados.	27
3.3	Síntesis de Trayectorias Óptimas.	31
3.4	Bifurcación.	32
3.5	Simulación SOC en caso de estudio.	33
3.6	Restricción de la Partición del espacio de estados.	34
4.1	Esquema general del sistema.	36
4.2	Diagrama de flujo WCT.	37
4.3	Diagrama de flujo SOC.	39
4.4	Simulación e implementación por WCT basado en RD en caso de estudio. . .	44
4.5	Simulación e implementación SOC en caso de estudio.	45
4.6	Comparación Simulación SOC vs WCT en caso de estudio.	46
4.7	Zoom simulación SOC vs WCT en caso de estudio.	47

Índice de tablas

4.1	Parámetros de desempeño en transitorio.	47
-----	---	----

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Fuentes de alimentación con convertidores de potencia están integrados actualmente en ordenadores, accionamientos eléctricos y teléfonos celulares, entre otros. Este es el resultado de los avances tecnológicos en los componentes semiconductores de potencia. En aplicaciones industriales, con una potencia del orden de kilovoltios a unos pocos megavatios, los componentes que se requieren implican algunos filtros voluminosos para la obtención de una salida apropiada [2]. En este contexto, los dispositivos electrónicos requieren fuentes de alimentación o los convertidores que permiten una mayor eficiencia, la transferencia de energía, alto rendimiento, la reducción del tamaño de los elementos reactivos (condensadores y bobinas) y características de tipo conmutado (subir o voltajes más bajos, o ambos). Estas son algunas de las ventajas más conocidas de convertidores de potencia clásicos [3].

El objetivo de los convertidores de potencia es transformar una forma de energía eléctrica (tensión/corriente/frecuencia) en otra para alimentar una carga. En este sentido, los convertidores de potencia DC-DC son muy importantes en la tecnología actual, debido a que actúan como puentes de energía entre fuentes y cargas. Por otra parte, hay muchos estudios y desarrollos llevados a cabo en los diferentes tipos de convertidores que revelaron excelentes características, como una reducción de los armónicos de la tensión de salida, entre otros [4]. Hay un especial interés en trabajar con convertidores clásicos, como el Boost, que puede proporcionar una tensión mayor en su salida que en la referencia de entrada.

En general, hay muchos tipos de soluciones para el control de un convertidor de potencia conmutado [5]. Varias técnicas de control se han desarrollado recientemente para el marco general de los convertidores de potencia DC-DC. Varios enfoques de control utilizan PWM [6, 7]. Estos controladores suelen basarse en el modelo promedio e ignoran el comportamiento de alta frecuencia. También suelen trabajar para un único punto de equilibrio. La simplicidad de estos enfoques conduce a bajos desempeños particularmente concernientes a los transitorios. Otro enfoque muy interesante, es el control óptimo y predictivo, presentado por [8, 9], en el que el cálculo del controlador es muy complejo. Métodos más complejos también se han creado como el método de control óptimo singular (SOC) y el modelo de control predictivo (MPC) reportados en [1]. Ambos métodos se implementan en un convertidor real. Sin embargo, estos controladores son difíciles de implementar y, a veces el tiempo de cálculo aumenta

respecto a la dinámica del sistema. En cada tiempo de muestreo, estos métodos necesitan resolver un problema de optimización. Se han desarrollado algunos otros enfoques basados en funciones de Lyapunov en [10, 11]. Sin embargo, es una tarea muy difícil de adaptar este algoritmo. Todas las estructuras de control mencionadas anteriormente, se basan en técnicas de control digital, donde los resultados varían dependiendo de la complejidad y el desempeño.

En este contexto, hay una nueva técnica bioinspirada de control ponderado (WCT) basada en replicator dynamics (RD) que se puede utilizar en electrónica de potencia [12]. Esta solución se basa en las ideas de [13], en el que una ley de control que utiliza los conceptos de replicator dynamics (RD) se aplica a un convertidor de potencia DC-DC Buck. Básicamente, los replicator dynamics asignan pesos a los controladores dependiendo de los objetivos de control, es decir, ponderan las señales de control.

En este contexto las técnicas de WCT y SOC ya han sido implementadas con éxito en [14] y [15] respectivamente. Este trabajo de grado propone la comparación en la estabilidad, desempeño dinámico y robustez de ambas técnicas de control, validando algunos de los resultados teóricos obtenidos. En este sentido, este trabajo es un aporte al conocimiento e investigación que se ha venido desarrollando en las técnicas de control avanzado en los últimos años en el campo de los convertidores de potencia.

En este trabajo de grado se va a comparar dos leyes de control avanzadas tales como la técnica de control ponderado y control óptimo sobre un convertidor de potencia DC-DC Boost. Para solucionar este objetivo es necesario implementar el modelo del replicator dynamics utilizando las ecuaciones diferenciales, función de fitness, y fitness promedio en LabVIEW, debido a que estas proveen un comportamiento dinámico real. Además entender y simular el control óptimo sobre el convertidor de potencia comparando la estabilidad, desempeño dinámico y robustez paramétrica frente a WCT. Posteriormente, implementar la programación del control óptimo para el convertidor DC-DC Boost en hardware. Luego se procede a comparar el desempeño en transitorio y en estado estable de la técnica de control ponderado frente a la técnica de control óptimo regulando el voltaje de salida para un caso de estudio en simulación e implementación. Se busca controlar el voltaje de salida v_o de la planta con ambas técnicas de control para una variación de tensión de entrada de 30% y perturbación de carga de 28,5%. Ambas variaciones están por debajo de los valores nominales. En estas pruebas se debe cumplir con las especificaciones para el sistema en lazo cerrado para el control óptimo, tales como: Máximo sobreimpulso ante una entrada escalón sea $\leq 0,01\%$. Tiempo de establecimiento sea $t_s \leq 0,006\text{ s}$. Error de estado estacionario ante un escalón sea $\leq 0,1\text{ V}$. Estos criterios se definen con base en el trabajo de [14] en el cual se garantiza que el convertidor estará en la region lineal de las curvas características.

1. Descripción del convertidor de potencia DC-DC Boost

El esquema del sistema para el convertidor de potencia se muestra en la Fig. 1.1. El convertidor es alimentado por una fuente de tensión DC no regulada y provee una tensión DC regulada a una carga resistiva variable. El convertidor Boost consiste en una inductancia L , un condensador C , y una celda de conmutación compuesta por el MOSFET T_L y el diodo D_H [1].

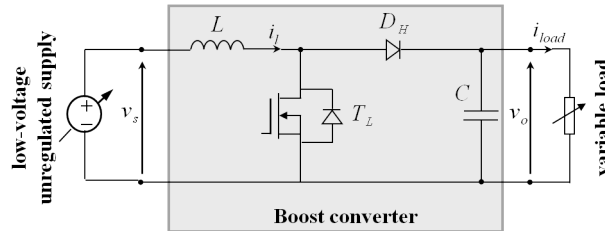


Figura 1.1: Sistema del Convertidor de Potencia DC-DC [1].

2. Fenómeno Físico del Sistema

El comportamiento del convertidor durante la conmutación es complejo y un modelo que reproduzca con precisión el comportamiento del sistema comprenderá varias inductancias parásitas asociadas a las conexiones, cables y capacitancias parásitas asociadas principalmente a los dispositivos semiconductores. La bobina es altamente no lineal y muestra un comportamiento de histéresis debido al ciclo magnético de su núcleo. En operación normal, estos fenómenos; sin embargo, son en su mayoría insignificantes en el nivel de control y por lo tanto no se tienen en cuenta.

3. Modelo de Parámetros Concentrados

El convertidor cambia entre dos modos de funcionamiento. Entonces T_L y D_H son duales, y pueden ser reemplazados por el conmutador ideal S . El modelo de circuito equivalente que se obtiene después de estas simplificaciones, es el modelo conmutado de parámetros concentrados mostrado en la Fig. 1.2, en el que x_l y x_c representa la inductancia L y la capacitancia C , respectivamente. Las pérdidas se han concentrado en las resistencias de serie equivalente (ESR) r_l y r_c . Estas resistencias parásitas afectan la dinámica del convertidor produciendo caídas de tensión y pérdidas de potencia. Además, r_o denota la resistencia de carga de salida.

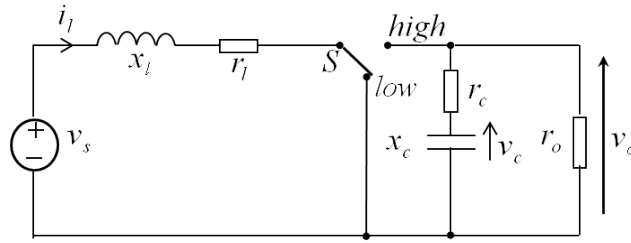


Figura 1.2: Circuito de parámetros concentrados utilizado para la síntesis de control [1].

Los estados de conmutación del convertidor se formalizan mediante la función de conmutación $s(t)$ representando la operación dual de los componentes semiconductores. Definamos $x(t) = [i_l(t), v_c(t)]^T$ como el vector de estados, donde $i_l(t)$ es la corriente de la inductancia y $v_c(t)$ el voltaje sobre el condensador. También $v_s(t)$ es la tensión de entrada. El sistema es descrito por el siguiente par de ecuaciones de espacio de estados en tiempo continuo:

$$\dot{x}(t) = \begin{cases} F_1 x(t) + f_1 v_s(t), & s(t) = 1 \\ F_2 x(t) + f_2 v_s(t), & s(t) = 0 \end{cases} \quad (1.1)$$

La primera Ecuación en (1.1) se mantiene cuando S está en la posición *Low* y la segunda cuando está en la posición *High* en la Fig. 1.2. Las matrices F_1 , F_2 , f_1 , y f_2 para el convertidor Boost están dadas por,

$$\begin{aligned} F_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{r_l}{x_l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{x_c(r_o+r_c)} \end{bmatrix} \\ F_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{x_l} \left(r_l + \frac{r_o r_c}{r_o+r_c} \right) & -\frac{1}{x_l} \frac{r_o}{r_o+r_c} \\ \frac{1}{x_c} \frac{r_o}{r_o+r_c} & -\frac{1}{x_c} \frac{1}{r_o+r_c} \end{bmatrix} \\ f_1 &= f_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{x_l} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.2)$$

La variable de salida $y(t)$ es la tensión de salida $v_o(t)$ a través de la carga de salida r_o , que puede ser expresada como

$$y(t) = \begin{cases} G_1 x(t) + g_1 v_s(t), & s(t) = 1 \\ G_2 x(t) + g_2 v_s(t), & s(t) = 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

La primera Ecuación en (1.3) se mantiene cuando S está en la posición *Low* y la segunda cuando está en la posición *High*. Las matrices G_1 , G_2 , g_1 , y g_2 para el convertidor Boost están dadas por,

$$\begin{aligned} G_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{r_o}{r_o+r_c} \end{bmatrix} \\ G_2 &= \begin{bmatrix} \frac{r_o r_c}{r_o+r_c} & \frac{r_o}{r_o+r_c} \end{bmatrix} \\ g_1 &= g_2 = [0] \end{aligned} \quad (1.4)$$

Para mayor información en relación a la obtención del modelo, matrices del espacio de estados y el modelo promedio del sistema remitirse a los ANEXOS Capítulo1.

4. El Problema de Control

Una ley de control conmutado debe cumplir los objetivos de control clásico, es decir, estabilidad, desempeño dinámico y robustez. Por otra parte, los criterios relacionados con las formas de onda se deben verificar (armónicos, oscilaciones, etc.).

4.1. Puntos de Operación

Como se mencionó anteriormente, los convertidores de potencia están diseñados para adaptar el suministro de energía de entrada a una carga eléctrica. Este objetivo se logra mediante la alta frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores y conduce a un ciclo límite en estado estacionario. El punto de operación deseado se puede definir como el valor promedio del estado del ciclo. Es evidente que la Ecuación (1.1) puede escribirse de la siguiente forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)s \quad (1.5)$$

con la señal de conmutación como $s \in \{0, 1\}$. También f y g son funciones C^1 en \mathbb{R}^n definidas por

$$\begin{aligned} f(x) &= F_2 x(t) + f_2 v_s(t) \\ g(x) &= (F_1 - F_2)x(t) + (f_1 - f_2)v_s(t) \end{aligned} \quad (1.6)$$

Vamos a definir el modelo promedio como

$$\dot{\tilde{x}} = f(\tilde{x}) + g(\tilde{x})u, \quad u \in [0, 1] \quad (1.7)$$

donde u es el valor promedio de s en el ciclo. Luego los puntos de operación se definen como los puntos de equilibrio del modelo promedio:

$$X_{eq} = \{x_0 \in \mathbb{R}^n : f(x_0) + g(x_0)u_0 = 0, \quad u_0 \in [0, 1]\} \quad (1.8)$$

Por lo tanto, existen puntos de equilibrio x_0 cuyos controles asociados u_0 pertenecen a $[0, 1]$. Este conjunto, en sistemas que se han probado, se encuentra que es un conjunto no vacío. Como ningún modo permite mantener la referencia dada x_0 con $u_0 \in [0, 1]$, el sistema de

conmutación entra en un comportamiento cíclico alrededor de x_0 . En consecuencia, u_0 es casi el valor promedio de s en el ciclo. El análisis con la salida y es similar al análisis de los estados x . El lector puede referirse a [16] para más detalles.

4.2. Sistema Conmutado

Sea $i \in X_0$ un punto de operación del sistema (1.8). X_0 es el conjunto de puntos de operación. Por lo tanto, el sistema (1.5) puede ser linealizado alrededor del i -ésimo punto de operación. De este modo, el siguiente subsistema lineal es obtenido:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_i x + B_i u_i \\ y_i &= C_i x + D_i u_i \end{aligned} \tag{1.9}$$

donde A_i , B_i , C_i , y D_i son matrices obtenidas de la linealización del modelo promedio en cada punto o región de operación y poseen dimensiones adecuadas.

Para mayor información en relación a la obtención del modelo remitirse a los ANEXOS Capítulo 1.

Capítulo 2

CONTROL PONDERADO (WCT)

La Fig. 2.1 muestra el tipo de controlador específico utilizado para el replicator dynamics (RD). Se muestra la asignación de los pesos individuales para cada una de las señales de control, la cual puede generar una única señal de control. En este esquema de control P (planta) es el convertidor Boost, el bloque R (replicator dynamics), y C (familia de controladores) son los controladores de realimentación de estados. Se remite al lector a [13] para una descripción detallada de este método. Ahora, después de haber descrito los aspectos básicos de la metodología propuesta, damos más detalles de cada elemento.

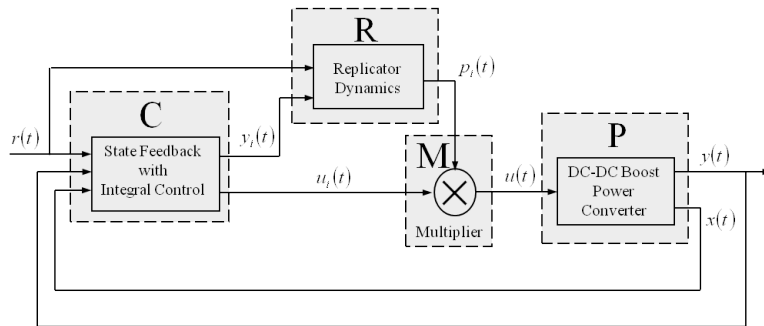


Figura 2.1: Diagrama de bloques del Controlador Ponderado con Replicator Dynamics.

Para mayor información en relación a los conceptos relacionados con RD y WCT, técnica de control bioinspirada remitirse a los ANEXOS Capítulo2.

1. Control usando Replicator Dynamics

1.1. Realimentación de Estados con Control Integral

En esta sección se describe el bloque C de la Fig. 2.1. Hay un conjunto de controladores $U = \{u_1, u_2, \dots, u_q\}$, donde cada controlador está diseñado para una región de operación diferente, cada uno de ellos se basa en la realimentación de estados con control integral. La elección se debe a su simplicidad de diseño, robustez, y óptimalidad.

En consecuencia, las matrices de realimentación de estados K_i y ganancias integrales k_i pueden ser encontradas de tal manera que las variables de control de entrada y las señales de error están dadas por

$$\begin{aligned} u_i(t) &= -K_i x(t) + k_i \zeta_i(t) \\ \dot{\zeta}_i(t) &= r(t) - y(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

donde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ y $u_i(t) \in U$, $r(t)$ y $y(t)$ son las señales de referencia y de salida, respectivamente. También $\zeta_i(t)$ es una variable de estado ficticia cuya derivada es el error. Es de destacar que cada ganancia integral está acompañada de un integrador que reduce el error de seguimiento. Las matrices K_i se obtienen por el método de asignación de polos en el que es posible especificar todos los polos dominantes en lazo cerrado, como se muestra en la teoría de control clásica [17].

Se ha supuesto que existe un conjunto finito de controladores U diseñados para q diferentes puntos de operación. Por lo tanto, obtenemos q vectores de realimentación K_i , con $i = \{1, \dots, q\}$. Los criterios de diseño para encontrar el vector de realimentación son los mismos para todos ellos. En primer lugar, elegimos las diferentes regiones de operación, es decir, nominal, variaciones de tensión de entrada, y perturbaciones de carga. Luego, escogemos los parámetros de desempeño como el porcentaje de sobrepaso máximo y el tiempo de establecimiento. Por último, calculamos los polos deseados.

El propósito final es obtener una única señal de control a partir del conjunto de controladores de acuerdo con un bloque de decisión. En este caso, la toma de decisión se construye por los replicator dynamics previamente definidos. Los criterios de selección se basan en la asignación de una función de fitness para cada controlador, donde el término de fitness puede ser entendido como una medida de desempeño para cada uno de ellos. En otras palabras, la idea es tener una estrategia que de un pago superior para esos controladores cuyas funciones de fitness representen a los controladores que sean más adecuados para trabajar en una región determinada.

En este trabajo, se describe el replicator dynamics como una estrategia para ponderar dinámicamente cada control por realimentación de estados de la Ecuación (2.1) asociada con cada punto de operación. Para implementar el enfoque de replicator dynamics, primero tenemos que definir una función de fitness. El éxito de cualquier estrategia pura es evaluado por la diferencia entre la función de fitness específica del controlador y fitness promedio.

1.1.1. Replicator Dynamics

En esta sección se describe el bloque R en la Fig. 2.1. RD es un modelo sencillo inspirado en la evolución biológica. Trata de explicar cómo se ve afectada la proporción de individuos de una población determinada utilizando una estrategia particular por una fitness diferencial. Este modelo representa una población polimórfica en un proceso evolutivo, que permite que el mecanismo de selección que favorece un controlador sobre otro.

Sea $\sigma_i(t)$ el número total de individuos que utilizan la estrategia i en el momento t . Luego, el tamaño total de la población está dado por $P = \sum_{i=1}^q \sigma_i(t)$, donde cada componente corresponde

a la proporción de individuos que utilizan la estrategia pura $p_i(t) = \frac{\sigma_i(t)}{P}$ y forman el vector de estado de la población que reside en un conjunto restringido simplex $p(t) \in \Delta$ con $\Delta = \left\{ p(t) \in \mathbb{R}_+^q : \sum_{i=1}^q p_i(t) = 1 \right\}$.

Los supuestos originales en [18] se pueden combinar en el crecimiento exponencial o término de decaimiento, es decir, $\dot{\sigma}_i = \sigma_i f_i$, donde f_i es la fitness, o desde el punto de vista biológico, la recompensa que reproduce cada estrategia. \bar{f} es la función de fitness promedio que se definirá más adelante. Entonces, la ecuación diferencial RD está dada por

$$\dot{p}_i = \beta (f_i - \bar{f}) p_i \quad (2.2)$$

Es decir, la velocidad de cambio de la proporción de individuos que utilizan la estrategia i en el momento t , aumenta (o disminuye) si el pago es mayor (o menor) que la población promedio. Esta ecuación RD permite generar coeficientes o pesos adecuados $p_i \in (0, 1)$. El parámetro β , corresponde a un factor de escala que afecta a la velocidad de convergencia de los pesos asignados a cada controlador.

Este proceso se lleva a cabo dinámicamente, es decir, si hay algunas variaciones en el proceso, entonces los pesos cambiarán sus valores. En este caso, es incluso posible ver un cambio drástico de los pesos entre los controladores, ya que uno de ellos sería más apropiado para llevar a cabo su trabajo en una región de operación dada.

1.1.2. Función de Fitness

La función de fitness es el pago o beneficio recibido por un individuo por utilizar una estrategia particular. La proporción que se le asigna al i -ésimo controlador está relacionada con la señal de error $e(t) = \|r(t) - y_i(t)\|$, donde $r(t)$ es el valor deseado para la variable más influyente para ser controlada. Estos valores se eligen de tal manera que sean iguales para todo el sistema, y $y_i(t)$ es la variable de salida cuando el control $u_i(t)$ es aplicada al proceso. Por lo tanto, utilizamos una función de fitness definida en [13] como

$$f_i(p_i) = \frac{U_B - \|r(t) - y_i(t)\|}{p_i(t)} \quad (2.3)$$

donde U_B es una constante necesaria para cumplir con las restricciones mencionadas en [13].

1.1.3. Función de Fitness Promedio

La función de fitness promedio es una medida relativa de la tendencia que tiene la población en su función de fitness, y se define como sigue,

$$\bar{f} = \sum_{i=1}^q f_i p_i \quad (2.4)$$

1.1.4. Señal de Control Ponderada

La estrategia de control que se propone está dada por

$$u = \sum_{i=1}^q p_i u_i \quad (2.5)$$

donde u_i es la señal de control del i –ésimo controlador, que está diseñado para hacer frente a regiones específicas del sistema que tienen una dinámica similar, y p_i está dada por la Ecuación (2.2).

1.1.5. Multiplicador

El bloque de M en la Fig. 2.1, es un producto escalar entre dos vectores, los pesos p_i y las señales de control u_i de cada uno de los controladores.

2. Aplicación del método WCT en el convertidor Boost

En esta sección vamos a utilizar los conceptos de RD para desarrollar la estrategia de control ponderado.

2.1. Método

Los siguientes pasos ilustran cómo obtener el modelo, algunos cálculos previos son obligatorios. Se utilizan los siguientes parámetros nominales del convertidor: para PWM, la frecuencia de conmutación es $f_s = 1/T_s = 50 \text{ kHz}$; resistencias de pérdidas $r_l = 1,4 \Omega$; $r_c = 0,01 \Omega$; inductancia $x_l = 220 \mu\text{H}$; condensador $x_c = 470 \mu\text{F}$. La resistencia de carga nominal es $r_o = 70 \Omega$. El voltaje de entrada nominal es $v_s = 10 \text{ V}$. El objetivo de control es mantener la tensión de salida en el nivel de referencia, $v_{o,ref} = 20 \text{ V}$.

Paso 1

Obtener las matrices del espacio de estados $F_1, F_2, f_1, f_2, G_1, G_2, g_1, g_2$ de cada estado de conmutación de las ecuaciones (1.2) y (1.4) utilizando los valores dados de los parámetros nominales. Los resultados numéricos son los siguientes:

$$F_1 = \begin{bmatrix} -6,363 & 0 \\ 0 & -0,030 \end{bmatrix} \cdot 10^3, F_2 = \begin{bmatrix} -6,409 & -4,544 \\ 2,127 & -0,030 \end{bmatrix} \cdot 10^3$$

$$f_1 = f_2 = \begin{bmatrix} 4,545 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot 10^3$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0,999 \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0,999 \end{bmatrix}$$

$$g_1 = g_2 = [0]$$

Paso 2

Obtener el modelo lineal para cada punto de operación como se indica en la Ecuación (1.9), es decir, las matrices del espacio de estados A_i, B_i, C_i y D_i que describen el comportamiento del sistema. Para este trabajo, los puntos de operación corresponden a una variación de la tensión de entrada del 30% y a una perturbación de carga del 28,5%. Ambas variaciones son inferiores a los valores nominales. Los resultados de este paso producen las siguientes matrices:

Valor nominal de la Planta N

$$A_1 = \begin{bmatrix} -6,384 & -2,072 \\ 0,970 & -0,030 \end{bmatrix} \cdot 10^3, B_1 = \begin{bmatrix} 9,093 \\ -0,133 \end{bmatrix} \cdot 10^4$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0,0046 & 0,9999 \end{bmatrix}, D_1 = [-0,006]$$

Variación de voltaje de entrada Δv_s

$$A_2 = \begin{bmatrix} -6,376 & -1,263 \\ 0,591 & -0,030 \end{bmatrix} \cdot 10^3, B_2 = \begin{bmatrix} 9,093 \\ -0,218 \end{bmatrix} \cdot 10^4$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0,002 & 0,999 \end{bmatrix}, D_2 = [-0,010]$$

Perturbación de carga Δr_o

$$A_3 = \begin{bmatrix} -6,383 & -1,981 \\ 0,927 & -0,042 \end{bmatrix} \cdot 10^3, B_3 = \begin{bmatrix} 9,087 \\ -0,195 \end{bmatrix} \cdot 10^4$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} 0,004 & 0,999 \end{bmatrix}, D_3 = [-0,009]$$

Paso 3

Diseñar los controladores por SF con control integral. Los resultados numéricos son los siguientes

$$P_d = -666,67 \pm j227,40$$

$$K_1 = [0,018 \quad 0,089], K_2 = [0,022 \quad 0,212], K_3 = [0,019 \quad 0,100]$$

$$k_1 = 41,485, k_2 = 82,988, k_3 = 46,0228$$

Paso 4

Calcular los pesos de los replicators a partir de las ecuaciones (2.2), (2.3) y (2.4), dado que $U_B = 100$, $r = 20$ y $\beta = 10$.

Paso 5

Calcular la señal de control de la Ecuación (2.5) con $q = 3$.

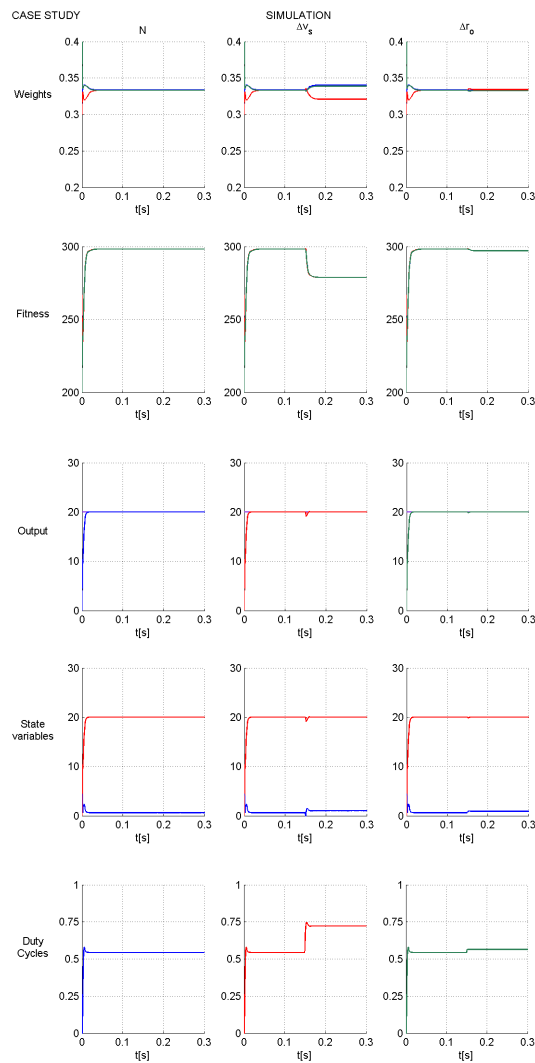


Figura 2.2: Simulación WCT basado en RD en caso de estudio.

Para el transitorio de Puesta en Marcha, en la Fig. 2.2, podemos ver que el p_2 (relacionado con el controlador Δv_s) crece a un valor cercano a 0,32, luego en $t = 0,05$ s, cae a un valor cercano a 0,33, p_1 y p_3 (relacionados con los controladores N y Δr_o , respectivamente) en transitorio comienzan de 0,34, y crecen al mismo tiempo. Convergen al mismo valor cerca de 0,33. Para los cambios en el voltaje de entrada, podemos ver que el peso p_2 comienza desde 0,32. Entonces, comienza a caer, y cuando se aplica un cambio en el voltaje de entrada en $t = 0,15$ s, cae aún más que los otros pesos. Se alcanza un valor final de 0,26. En relación con los pesos p_1 y p_3 , estos parten de 0,32, luego crecen, a un valor cercano a 0,33, y cuando se cambia el voltaje de entrada en $t = 0,15$ s, ambos convergen a un valor de 0,34. Para el transitorio de Carga, el comportamiento es similar al transitorio de Puesta en Marcha. La única diferencia es que p_2 cae a un valor final de 0,33.

En términos de pesos, p_1 está más cerca de p_3 , mientras que p_2 es un valor más pequeño como se puede ver en la Fig. 2.2. Tener en cuenta que el peso p_2 está asociado al controlador Δv_s . Sin embargo, disminuye más que los pesos p_1 y p_3 , y p_2 logra una diferenciación de los otros dos pesos.

Como se puede observar, el ciclo útil toma el valor apropiado para mantener la tensión de salida en la referencia. Para la prueba nominal, es decir, cuando tenemos los parámetros nominales para el convertidor, el ciclo útil se mantiene en 0,54. Para la prueba de voltaje de entrada, es decir, cuando un cambio en el voltaje de entrada de 10 V a 7 V en $t = 0,15$ s, el ciclo útil cambia de 0,54 a 0,75. Por último, para la última prueba, cuando se aplica un paso en la carga de 70 Ω a 50 Ω en $t = 0,15$ s, se observa que el ciclo útil cambia de 0,54 a 0,55.

Capítulo 3

CONTROL ÓPTIMO SINGULAR

La Fig. 3.1 muestra el tipo de controlador específico utilizado para el SOC. Se muestra una ley de control de realimentación de estado, lo que genera la señal de control binaria.

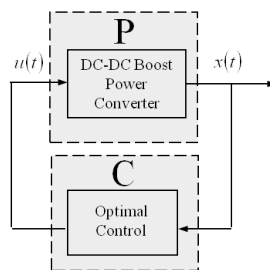


Figura 3.1: Diagrama de bloques del Control Óptimo Singular.

En este esquema de control, P (planta) es el convertidor Boost y C (control óptimo) son el controlador de realimentación de estados subóptimo. Ahora, después de haber descrito los conceptos básicos de este método, se darán más detalles de cada elemento.

En [16] se presenta un método de realimentación de estados de control óptimo para sistemas conmutados. Usando la formulación Hamiltoniana y la formulación del problema de optimización para un sistema de conmutación en la forma Mayer, [16] muestra que es posible resolver el problema de optimalidad en un sistema de conmutación usando el principio de mínimo de Pontryagin en su forma convencional. Además, algunas herramientas algebraicas como las condiciones Legendre-Clebsch, y la singularidad de la solución, se utilizan en un algoritmo iterativo para encontrar un conjunto de puntos que pertenecen a la solución óptima.

Para mayor información en relación a los conceptos relacionados al problema de control óptimo, función del Hamiltoniano, formulación de Mayer y el principio Mínimo de Pontryagin, y demás teoremas, es decir, las bases del método SOC remitirse a los ANEXOS Capítulo1- Sección3.

1. Transformaciones

El problema de control óptimo que necesita ser resuelto es:

$$\begin{aligned} \min \int \frac{1}{2} (x - X_{ref})^\top Q (x - X_{ref}) dt \\ \text{subject to } \dot{x} = \begin{cases} A_1 x + B_1 E \\ A_2 x + B_2 E \end{cases} \end{aligned} \quad (3.1)$$

En este contexto la restricción es una ecuación diferencial tal que, el vector de estados, la señal de error y su derivada son

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \tilde{x} = x - X_{ref}, \dot{\tilde{x}} = \dot{x}$$

Para la solución del problema de minimización, se requiere de un conjunto de transformaciones, de esta manera queda expresado en función del error, luego

$$\begin{aligned} \min \int \frac{1}{2} \tilde{x}^\top Q \tilde{x} dt \\ \text{subject to } \dot{\tilde{x}} = \begin{cases} A_1 (\tilde{x} - X_{ref}) + B_1 E \\ A_2 (\tilde{x} - X_{ref}) + B_2 E \end{cases} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Resolviendo las expresiones de la restricción, para cada uno de los subsistemas continuos se tiene lo siguiente,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= A_1 \tilde{x} - A_1 X_{ref} + B_1 E \\ \dot{\tilde{x}} &= A_2 \tilde{x} - A_2 X_{ref} + B_2 E \end{aligned}$$

Organizando los términos, y creando unas nuevas matrices

$$A_{11} = \begin{bmatrix} A_1 & A_1 X_{ref} + B_1 E \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} A_2 & A_2 X_{ref} + B_2 E \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Haciendo un cambio de variable, lo anterior se puede expresar

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ 1 \end{bmatrix} \text{ con } \tilde{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix}$$

Luego, la restricción se puede reescribir de la forma

$$\dot{\bar{x}} = \begin{cases} A_{11} \bar{x} \\ A_{22} \bar{x} \end{cases} \quad (3.3)$$

Reescribiendo el modelo promedio del sistema

$$\dot{\bar{x}} = A_{11}\bar{x}u + A_{22}\bar{x}(1-u) \quad u(t) \in \{0, 1\} \quad (3.4)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (1.5)

$$\dot{\bar{x}} = F(\bar{x}) + G(\bar{x})u \quad (3.5)$$

Donde,

$$\begin{aligned} F(\bar{x}) &= A_{22}\bar{x} \\ G(\bar{x}) &= (A_{11} - A_{22})\bar{x} \end{aligned}$$

De esta forma,

$$\begin{aligned} & \min \int \frac{1}{2}\bar{x}^\top Q\bar{x} dt \\ & \text{subject to } \dot{\bar{x}} = F(\bar{x}) + G(\bar{x})u \\ & \bar{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ 1 \end{bmatrix}, u \in U = \{0, 1\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Adicionalmente, la minimización se puede reescribir como

$$\begin{aligned} & \min \bar{x}_{n+1} \\ & \text{subject to } \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}} \\ \bar{x}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(\bar{x}) + G(\bar{x})u \\ \frac{1}{2}\bar{x}^\top Q\bar{x} \end{bmatrix} \\ & x_{nuevo} = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x}_{n+1} \end{bmatrix}, u \in U = \{0, 1\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

El nuevo espacio de estados está dado por

$$x_{nuevo} = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x}_{n+1} \end{bmatrix}$$

Analizando el nuevo modelo extendido

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ 1 \end{bmatrix}, x_{nuevo} = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ 1 \\ x_n \end{bmatrix}$$

En conclusión, esta serie de transformaciones es necesaria para poder resolver el problema de control óptimo, extendiendo el sistema en función de las señales de error.

2. Algoritmo Algebraico

El algoritmo algebraico para obtener arcos singulares óptimos, se puede resumir en cuatro pasos. Varias herramientas algebraicas como el orden de problema de optimización, el orden del arco singular y el teorema de Legendre-Clebsch, se utilizan para elegir los arcos singulares óptimos de un conjunto de candidatos.

Paso 1: Encuentre el orden del problema de optimización y el orden del arco.

El orden del problema es el menor entero $\gamma \in \mathbb{Z}^+$, de manera que el control u aparece explícitamente en la (2γ) derivada temporal de $\phi(t)$. Para el sistema de espacio de estados extendido, la (2γ) derivada en el tiempo puede ser escrita como,

$$\phi^{(2\gamma)} = \frac{d^{2\gamma}}{dt^{2\gamma}} \phi(t) = A(x_{ext}, \lambda) + B(x_{ext}, \lambda) u \quad (3.8)$$

y el orden del arco singular $(x_{ext}^*, \lambda^*, u^*)$ (definido en $[a, b] \in t_f$ para el problema P_{MA}) es el menor entero $\eta \in \mathbb{Z}^+$, tal que $\forall t [a, b] \in t_f$ la derivada parcial respecto a u de (2η) derivada de $\phi(t)$ evaluada en $(x_{ext}^*, \lambda^*, u^*)$, es diferente a cero:

$$\frac{d}{du} \left(\phi^{(2\gamma)} \right) = \frac{d}{du} \left(\frac{d^{2\gamma}}{dt^{2\gamma}} \phi(t) \right)_{(x_{ext}^*, \lambda^*, u^*)} \neq 0 \quad (3.9)$$

Además, si $B(x_{ext}, \lambda) \neq 0 \forall t [a, b]$ luego $\gamma \neq \eta$. Si $A(x_{ext}, \lambda) \neq 0$, entonces,

$$\phi^{(2\eta)} = A(x_{ext}, \lambda) + B(x_{ext}, \lambda) u = 0 \quad (3.10)$$

así que,

$$u = -\frac{A(x_{ext}, \lambda)}{B(x_{ext}, \lambda)} \quad (3.11)$$

Como el orden del arco depende de los valores $(x_{ext}^*, \lambda^*, u^*)$, y el intervalo de tiempo $[a, b]$, para casi todos los arcos singulares existe una vecindad de trayectorias donde el orden del arco es constante [16].

Paso 2: Evaluar de forma recursiva las condiciones algebraicas para arcos singulares candidatos.

Como el punto de operación pertenece a un arco singular, las siguientes condiciones necesarias algebraicas recursivas tienen como objetivo hallar el conjunto de trayectorias que terminan en el punto de operación, es decir, encontrar el conjunto de arcos singulares candidatos

tales que el control puede mantener el estado en el punto de referencia [16]. En el paso 2., la condición del conjunto convexo $co(\{0, 1\}^q)$ es evaluada sobre el conjunto de candidatos, como sólo las trayectorias que realmente terminan en el punto de equilibrio se eligen, debido a que las condiciones algebraicas son necesarias pero no suficientes.

- Condiciones necesarias algebraicas generales para arcos singulares [16]:

Sea x_{ext}^* y u^* una solución singular óptima del problema P_{MA} en el problema de optimización estándar, con el orden del problema (γ) y ($2\gamma < n + 1$) donde n es el orden del sistema de conmutación. Luego λ^* , x_{ext}^* y u^* verifican la ecuación algebraica:

$$S\left(x_{ext}^*, u, u^{(1)}, u^{(2)}, \dots, u^{(n-2\gamma)}\right) = 0 \quad (3.12)$$

donde,

$$u^{(k)} = \frac{d^k}{dt^k} u(t) \quad (3.13)$$

y

$$S = \det \left(\left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext}, N_0, N_1, \dots, N_{\eta-2\gamma} \right] \right) \quad (3.14)$$

con

$$ad_f^i g(x) = \left[f(x), ad_f^{i-1} g(x) \right] \quad ad_f^0 g(x) = g(x) \quad (3.15)$$

y el paréntesis de Lie ¹, definido como:

$$[f, g]_{(x)} = \frac{\partial g(x)}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f(x)}{\partial x} g(x) \quad (3.16)$$

$N_i = N_i(x_{ext}, u)$ se define como:

$$N_i(x_{ext}, u) = ad_{F_{ext}}^{2\gamma+i} G_{ext} + \sum_{k=1}^i \Upsilon^{(i-k)} \left(\left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma+k-1} G_{ext} \right]_{(x_{ext})} u(t) \right) \quad (3.17)$$

donde el operador Υ se define como:

$$\Upsilon(\Psi) = \left(-\frac{\partial F_{ext}}{\partial x} - u(t) \frac{\partial G_{ext}}{\partial x} \right) \cdot (\Psi) + \frac{d\Psi}{dt} \quad \text{and} \quad \Upsilon^{(k)} = \frac{d^k}{dt^k} \Upsilon(t) \quad (3.18)$$

- Condiciones necesarias algebraicas particulares para arcos singulares [16]:

¹[]Es una estructura algebraica definida sobre un espacio vectorial. Se puede concebir como un grupo de transformaciones sobre una variedad diferenciable del álgebra de Lie. Se le llama el corchete o conmutador de f y g .

En [16] se muestra que si en un problema P_{MA} ($\gamma = \eta$) se cumple, entonces las expresiones $(ad_{F_{ext}}^i G_{ext}, i = 0, \dots, 2\gamma - 1)$ son linealmente independientes y ($2\gamma \leq n$). Por lo tanto, de las condiciones algebraicas generales las próximas condiciones algebraicas particulares (y necesarias) pueden establecerse:

- Si en el arco singular ($\gamma = \eta$) y ($2\gamma = n$), entonces la siguiente condición se puede lograr:

$$\det \left(\left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma} G_{ext} + \left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext} \right]_{(x_{ext})} u \right] \right) = 0 \quad (3.19)$$

Dado que las expresiones $(ad_{F_{ext}}^i G_{ext}, i = 0, \dots, 2\gamma - 1)$ son linealmente independientes, a continuación, por la propiedad de linealidad del operador determinante $\det(\cdot)$, el control singular u^* puede ser determinado exclusivamente por la realimentación de estados (λ es el vector de co-estado):

$$u^* = \frac{\det \left(\left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma} G_{ext} \right] \right)}{\det \left(\left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext}, \left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext} \right]_{(x_{ext})} \right] \right)} \quad (3.20)$$

y λ verifica:

$$\lambda^\top \left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext} \right] = 0 \quad (3.21)$$

- Por otro lado, [16] también muestra que si ($\gamma = \eta$), y ($2\gamma = n$), y además, F_{ext} es linealmente independiente de $(ad_{F_{ext}}^i G_{ext}, i = 0, \dots, 2\gamma - 1)$ y $H = 0$, ($\gamma = 1$), es decir, la siguiente condición adicional puede ser incluida tal que la función del Hamiltoniano desaparezca [16]:

$$\forall t : \lambda^\top F_{ext}(x_{ext}) \quad (3.22)$$

y la siguiente condición se obtiene:

$$\det \left(\left[F_{ext}, G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma} G_{ext} + \left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext} \right]_{(x_{ext})} u \right] \right) = 0 \quad (3.23)$$

Finalmente, de la misma manera que en (3.20) y (3.21), el control singular u^* se determina únicamente por:

$$u^* = \frac{\det \left(\left[F_{ext}, G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma} G_{ext} \right] \right)}{\det \left(\left[F_{ext}, G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext}, \dots, \left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext} \right]_{(x_{ext})} \right] \right)} \quad (3.24)$$

y λ verifica:

$$\lambda^\top \left[F_{ext}, G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext}, \dots, ad_{F_{ext}}^{2\gamma-1} G_{ext} \right] = 0 \quad (3.25)$$

Paso 3: Evaluar el conjunto convexo.

Una vez que las condiciones en las ecuaciones (3.12) y (3.20), (3.21) o (3.24), (3.25) están satisfechas, entonces sólo las soluciones que satisfacen $u^* = co(\{0, 1\}^q)$ se almacenan, puesto que estas soluciones verifican que se alcanza el punto de equilibrio.

Paso 4: Evaluar el teorema de Legendre-Clebsch.

El teorema de Legendre-Clebsch se utiliza para elegir del conjunto de candidatos obtenidos en el paso 2. y 2., los arcos singulares óptimos desde que las condiciones consideradas antes, son necesarias pero no suficientes.

- Condiciones generales del teorema Legendre-Clebsch [16]:

En [19] se demuestra que: si $(x_{ext}^*, \lambda^*, u^*)$ es un arco singular óptimo para el problema P_{MA} , a continuación, las siguientes propiedades se cumplen:

- a) Si el orden del problema es γ en el intervalo de tiempo $[a, b]$, entonces:

$$(-1)^\gamma \frac{\partial}{\partial u} \left(\left(\frac{d^{2\gamma}}{dt^{2\gamma}} \phi(t) \right) \right) \geq 0, \quad \forall t \in [a, b] \quad (3.26)$$

- b) Si el orden del arco es $p < +\infty$ en $[a, b]$, entonces:

$$(-1)^\eta \frac{\partial}{\partial u} \left(\left(\frac{d^{2\eta}}{dt^{2\eta}} \phi(t) \right) \right) > 0, \quad \forall t \in [a, b] \quad (3.27)$$

3. Superficie de conmutación subóptima

Desde las últimas secciones, está claro que un arco singular que satisface el criterio de optimalidad es una trayectoria de estado que mantiene el sistema en el punto de operación de una manera óptima. Por lo tanto, el arco singular óptimo se puede aproximar como una superficie de conmutación subóptima que minimiza el Hamiltoniano (véase la figura 3.2). Es importante mencionar que esta superficie de conmutación hace una partición del espacio de estados.

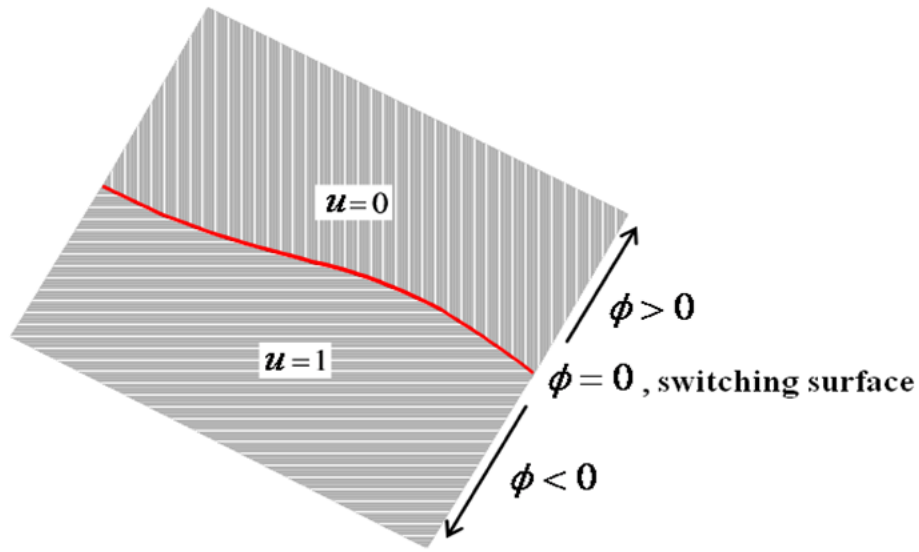


Figura 3.2: Partición del espacio de estados.

Una vez que el algoritmo algebraico de la sección 2. se evalúa para un punto de equilibrio determinado X_{ext} del sistema extendido, y el correspondiente arco singular óptimo se encuentra, el cual puede ser utilizado para establecer una ley de control de conmutación por realimentación de estados tal que:

$$\begin{aligned} \text{si } \lambda^\top G_{ext}(x_{ext}) > 0 &\rightarrow u = 0 \\ \text{si } \lambda^\top G_{ext}(x_{ext}) < 0 &\rightarrow u = 1 \end{aligned} \quad (3.28)$$

y el alcance del punto de equilibrio puede ser garantizado. A continuación, se presenta la construcción del polinomio y la superficie de conmutación,

$$\begin{aligned} v_c &= f(i_l) \\ \phi &= v_c - f(i_l) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Debido a la aproximación hecha, se espera que el desempeño de la técnica Óptima sea mayor que el desempeño del enfoque Subóptimo. Esto se debe a que el enfoque óptimo en [16], utiliza una integración hacia atrás y una red neuronal para hallar la mayor cantidad de puntos óptimos como sea posible, del subconjunto inicial de puntos óptimos (los puntos que satisfacen el algoritmo algebraico), mientras que en el enfoque Subóptimo ese subconjunto inicial, se interpola para encontrar una superficie de conmutación, donde no todos los puntos pueden ser óptimos, y no todos los posibles puntos óptimos son descritos por la superficie de conmutación. Sin embargo, debido a que el enfoque Subóptimo no requiere la red neuronal o la integración hacia atrás, la implementación de la técnica de control es más sencilla y más rápida.

4. Ley de control

De acuerdo con las condiciones para el Hamiltoniano, minimizando H con respecto a u con $u \in \{0, 1\}$ conduce a la siguiente ley de control:

$$u = \begin{cases} 0 & \text{if } \phi > 0 \\ 1 & \text{if } \phi < 0 \\ [0, 1] & \text{if } \phi = 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

Como se mencionó antes, el caso donde ϕ es nula durante un intervalo de tiempo (arco singular) no se tiene en cuenta. Por lo tanto, no hay necesidad de considerar un problema de control óptimo para el sistema relajado [20]. Entonces, el control óptimo es una solución bang-bang y u tiene la siguiente expresión:

$$u = \frac{1 - \text{sign}(\phi)}{2} \quad (3.31)$$

El principal problema que se encuentra en este tipo de ley de control es que la función de conmutación ϕ depende del co-estado λ . Este último se determina a partir de las ecuaciones en derivadas parciales del principio mínimo de Pontryagin. Si el co-estado se determina como una función del estado, entonces el control es una realimentación de estados.

5. Aplicación del método SOC en el convertidor Boost

5.1. Planteamiento del problema

Tomando el convertidor de potencia Boost que se muestra en la figura 1.2, y cuya dinámica se explica de manera detallada en el Capítulo 1. El sistema es descrito por las siguientes ecuaciones:

$$F_{ext}(x_{ext}) = \begin{bmatrix} A_2 x + B_2 E \\ \frac{1}{2} (x - X_{ref})^\top Q (x - X_{ref}) \end{bmatrix} \quad G_{ext}(x_{ext}) = \begin{bmatrix} (A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)E \\ 0 \end{bmatrix}$$

Donde,

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_l}{x_l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{x_c(r_o+r_c)} \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{x_l} \left(r_l + \frac{r_o r_c}{r_o+r_c} \right) & -\frac{1}{x_l} \frac{r_o}{r_o+r_c} \\ \frac{1}{x_c} \frac{r_o}{r_o+r_c} & -\frac{1}{x_c} \frac{1}{r_o+r_c} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{x_l} \\ 0 \end{bmatrix}$$

las variables de estado son $x = [i_l, v_c]^\top$, el vector extendido es $x_{ext} = [x, x_n]^\top$, el vector de referencias es $X_{ref} = [i_{l_{ref}}, v_{c_{ref}}]^\top = [0,62 \text{ A}, 20 \text{ V}]^\top$ con un ciclo útil de referencia $U_{ref} = 0,544$, la matriz de ponderación es $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, y los valores nominales del convertidor son $x_c = 470 \mu\text{F}$, $x_l = 220 \mu\text{H}$, $r_c = 0,01 \Omega$, $r_l = 1,4 \Omega$, $v_s = 10 \text{ V}$ y $r_o = 70 \Omega$.

5.2. Determinación de los arcos singulares

Dado que el problema está en el tiempo infinito, el hamiltoniano es idénticamente cero, $H(x_{ext}, \lambda, u) = \lambda^\top F_{ext}(x_{ext}) + \lambda^\top G_{ext}(x_{ext})u = 0, \forall t$. Por lo tanto, la ecuación $\lambda^\top F_{ext}(x_{ext}) = 0$ puede ser añadido a la ecuación dada por la función de conmutación $\phi(t) = \lambda^\top G_{ext}(x_{ext}) = 0$. Esto conduce a la siguiente condición en x_{ext} (el orden problema es $q = 1$)

Todo arco singular tiene que ser por definición optimo.

$$\left[F_{ext}(x_{ext}), G_{ext}(x_{ext}), [F_{ext}, G_{ext}]_{(x_{ext})} \right] \quad (3.32)$$

Estas matrices están formadas por los parentesis de Lie,

$$= \begin{bmatrix} -6,4e3\tilde{x}_1 - 4,5e3\tilde{x}_2 - 4,2e4 & 45\tilde{x}_1 + 4,5e3\tilde{x}_2 + 8,4e4 & 2,9e7\tilde{x}_2 + 5,4e8 \\ 2,1e3\tilde{x}_1 - 30\tilde{x}_2 + 566 & -2,1e3\tilde{x}_1 - 1,1e3 & 1,3e7\tilde{x}_1 - 9e7 \\ 0,5\tilde{x}_1^2 + 0,5\tilde{x}_2^2 & 0 & 1,1e3\tilde{x}_2 - 8,4e4\tilde{x}_1 - 2,4e3\tilde{x}_1\tilde{x}_2 - 45\tilde{x}_1^2 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

En donde \tilde{x}_1 y \tilde{x}_2 son los errores asociados a cada una de las variables de estado, de acuerdo con las transformaciones expuestas en la Sección 1..

De esta manera, las soluciones de los arcos singulares están dadas por el determinante del algebra de Lie de orden 1 (cruce 1):

$$S = \det \left(\left[F_{ext}(x_{ext}), G_{ext}(x_{ext}), [F_{ext}, G_{ext}]_{(x_{ext})} \right] \right) = 0 \quad (3.34)$$

Luego, se encuentran los arcos singulares si existen resolviendo esta ecuación,

$$\begin{aligned} S = & -3,1e8\tilde{x}_1^4 + 2,9e10\tilde{x}_1^3\tilde{x}_2 - 1,7e9\tilde{x}_1^3 + 3e8\tilde{x}_1^2\tilde{x}_2^2 \\ & + 2,7e10\tilde{x}_1^2\tilde{x}_2 + 3,5e12\tilde{x}_1^2 + 6,1e10\tilde{x}_1\tilde{x}_2^3 + 1,1e12\tilde{x}_1\tilde{x}_2^2 - 5,2e11\tilde{x}_1 \\ & \tilde{x}_2 - 2,3e - 3\tilde{x}_1 - 1,9e11\tilde{x}_2^3 - 3,5e12\tilde{x}_2^2 + 4e - 5\tilde{x}_2 = 0 \end{aligned} \quad (3.35)$$

La variable adjunta debe satisfacer

$$\lambda \perp \left\{ \left[F_{ext}(x_{ext}), G_{ext}(x_{ext}), [F_{ext}, G_{ext}]_{(x_{ext})} \right] \right\}$$

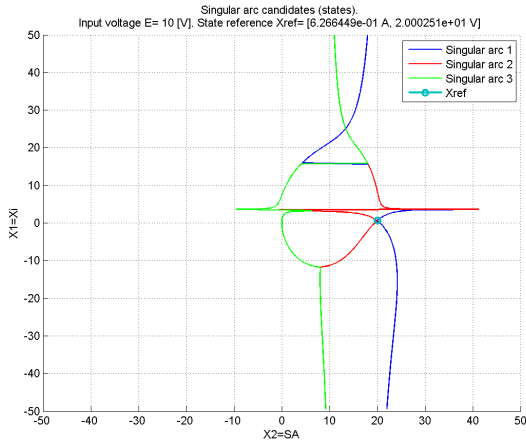
Se encuentran los valores de lambda, luego se evalúan sobre cada uno de los arcos singulares y se obtiene que la señal de control u tiene la siguiente forma:

$$u = - \frac{\lambda^\top ad_{F_{ext}}^2 G_{ext}(x_{ext})}{\lambda^\top \left[G_{ext}, ad_{F_{ext}}^1 G_{ext} \right]_{(x_{ext})}} \quad (3.36)$$

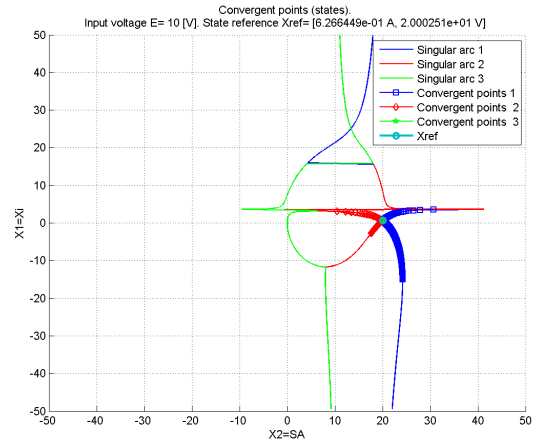
De los candidatos admisibles, los arcos óptimos se determinan aplicando la condición de segundo orden (3.27).

Luego, se aplica una Integración en tiempo hacia adelante-atras desde el punto inicial hasta el punto final para ver cual de todos los puntos convergen al punto de equilibrio. Se aclara que el punto inicial corresponde a cada punto de los puntos optimo obtenidos previamente.

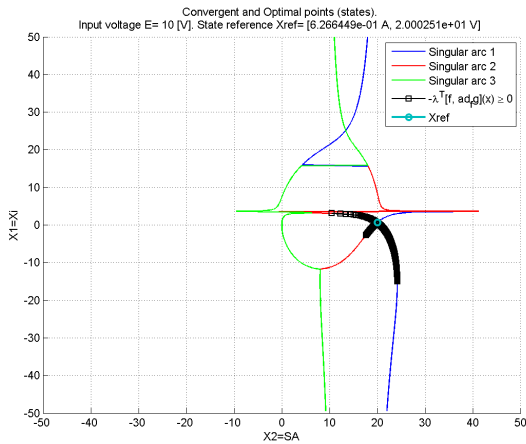
De los arcos candidatos a ser singulares, se detectan o encuentran 3 arcos singulares de la solución de (3.35) (ver figura 3.3, cada solución es representada con un color diferente). Aplicando el algoritmo algebraico de la sección 2. sobre los arcos singulares candidatos, los puntos singulares son señalados con cuadrado, diamante y pentagrama se muestran en la figura 3.3b se encuentran aplicando la condición de Legendre-Clebsch (3.27). Finalmente, los puntos convergentes que pertenecen a la solución óptima se muestran en la figura 3.3c (la solución óptima es indicada en cuadrados negros), los puntos convergentes son un subconjunto de los puntos singulares encontrados. El punto en azul aguamarina indica el punto de equilibrio.



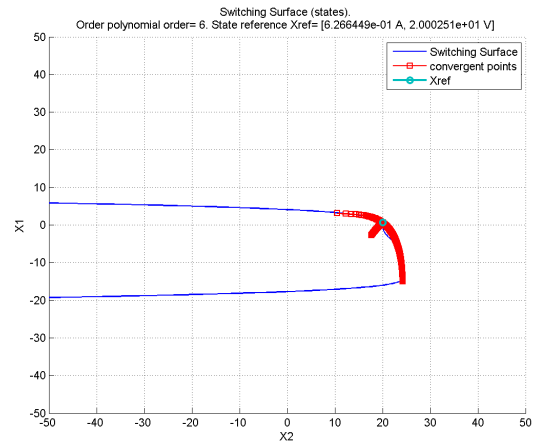
(a) Arcos Singulares Candidatos.



(b) Puntos singulares.



(c) Puntos Convergentes.



(d) Superficie de conmutación.

Figura 3.3: Síntesis de Trayectorias Óptimas.

La ecuación del polinomio del orden más bajo con la mejor regresión (o ajuste) a la distribución de puntos encontrada en la figura 3.3d, viene dada por:

$$v_c(t) = a * i_l(t)^6 + b * i_l(t)^5 + c * i_l(t)^4 + d * i_l(t)^3 + e * i_l(t)^2 + f * i_l(t) + g \quad (3.37)$$

En donde,

$$\begin{aligned} a &= -1,6864e - 05, & b &= -7,1185e - 04, & c &= -0,0110, \\ d &= -0,0761, & e &= -0,2492, & f &= -0,7705, \\ g &= 20,8386 \end{aligned} \quad (3.38)$$

En la figura 3.4 se presenta la superficie de conmutación subóptima debido a la aproximación polinómica de la ecuación (3.37). A partir de los arcos singulares y de la interpolación se realiza una partición del espacio de estados.

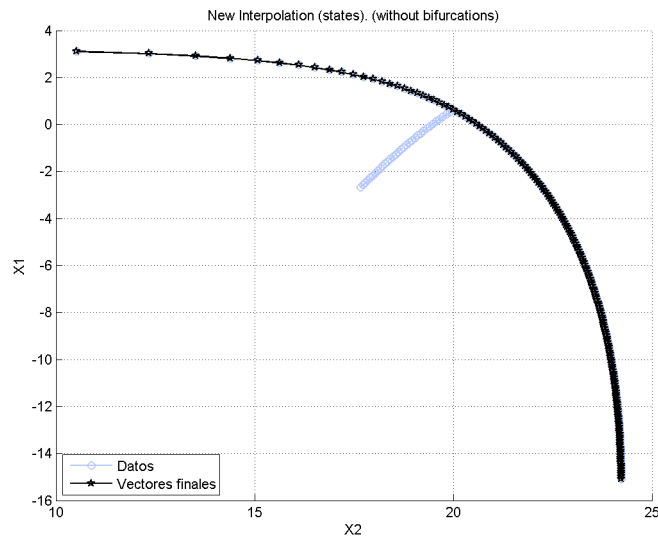


Figura 3.4: Bifurcación.

Los puntos en negro (estrella) son los que se toman para hacer la interpolación y construcción del polinomio y la superficie de conmutación. Los demás puntos se descartan para tener un buen ajuste, son puntos atípicos que no permiten obtener una buena interpolación, debido a que en algunos casos no tomaría el punto de equilibrio. Si el estado está por encima de la superficie de conmutación entonces la ley de control debe hacerse 0, y si el estado está por debajo se debe hacer 1.

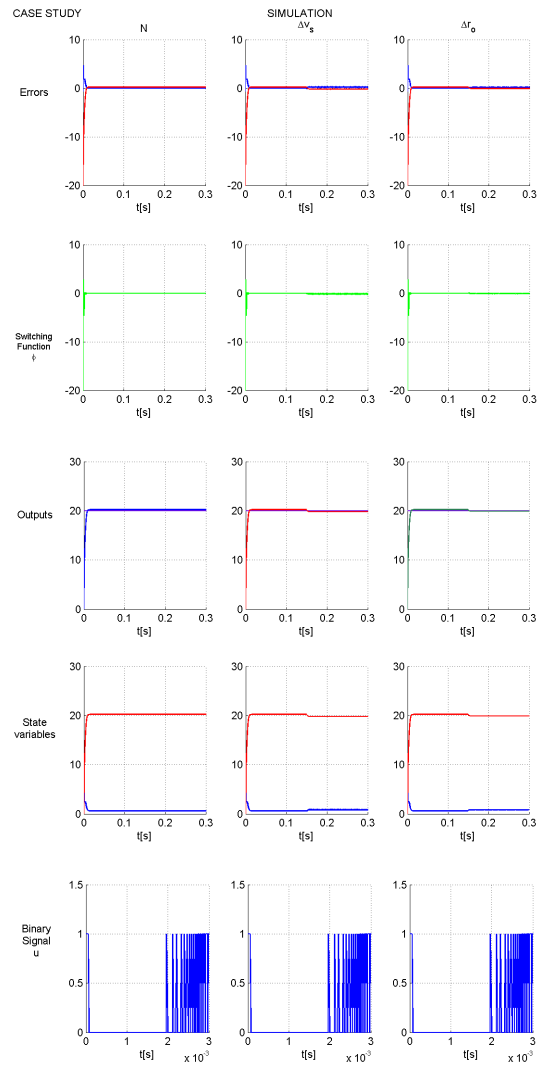


Figura 3.5: Simulación SOC en caso de estudio.

Para el transitorio de Puesta en Marcha, en la Fig. 3.5, se puede ver que los errores asociados a las variables estado tienden a 0. Para el transitorio de línea, i_l se aleja un poco de la referencia; sin embargo v_c trata de mantenerse en la referencia. Finalmente para el transitorio de Carga, i_l muestra un comportamiento conmutado. Por otra parte, el argumento o función de conmutación, toma el valor apropiado para mantener la tensión de salida en la referencia en cada escenario.

Es importante aclarar que no hubo la necesidad de imponer una banda de histéresis (generalmente se emplea con el fin de lograr una frecuencia variable menor a la frecuencia máxima que pueden soportar los dispositivos semiconductores empleados) y si una restricción. Dicha restricción se relaciona con el límite superior para la corriente en la inductancia es $i_l < i_{l,max}$ la cual se representa como una línea fronteriza en [16]. Esta restricción se introduce antes de la síntesis de la ley de control de retroalimentación como una restricción adicional

extra. Se induce una conmutación si la restricción no se verifica, es decir, se tiene una superficie de conmutación alternativa $\phi = i_l - i_{l_{max}}$ con $i_{l_{max}} = 2,5 A$, como se muestra en la Fig. 3.6.

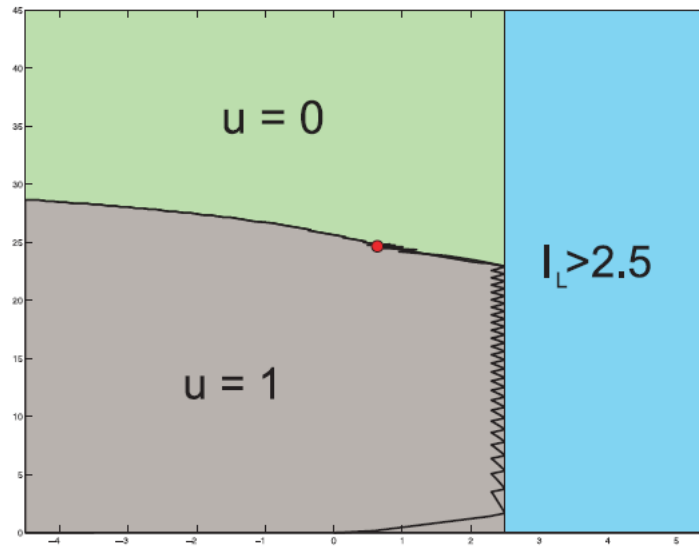


Figura 3.6: Restricción de la Partición del espacio de estados.

Esta estrategia conduce a un movimiento de deslizamiento. Cabe notar que la señal de control binaria mantiene una frecuencia variable y depende del argumento.

Capítulo 4

IMPLEMENTACIÓN Y COMPARACIÓN

1. Implementación

Ambas técnicas WCT y SOC están diseñadas e implementadas en un módulo NI cRIO FPGA para un aplicación de convertidores de potencia. Su desempeño se prueba experimentalmente.

1.1. Características Especiales Hardware

Se presentan algunas características importantes relativas al entorno de hardware y los dispositivos de sensado. El convertidor de potencia está diseñado y controlado por una plataforma de software. El hardware de la plataforma del convertidor se compone de tres etapas principales.

1.1.1. Conversor de señal digital a analógica

La primera es una etapa digital-análoga donde las señales PWM digitales provenientes del cRIO ($0 - 5,25 V$) se convierten en señales analógicas. Estas señales controlan la conmutación de los cuatro MOSFETs IRFP250N que componen el puente en H en la etapa de potencia. La conversión digital-análoga y el desacople se realiza mediante cuatro Gate Drive Optoacopladores HCPL-3180.

1.1.2. Plataforma Puente H

La segunda etapa incluye el puente H y dos drivers IR2110 que mantienen los puntos flotantes de puente-H. Puesto que dos MOSFETs son complementarios, es necesario un tiempo muerto para evitar el cortocircuito de la etapa durante la transición entre los dos interruptores. Un condensador se coloca justo al lado de los bornes del módulo de potencia con el fin de tener

una buena celda de conmutación con un inductancia parásita baja, en la misma placa de circuito.

1.1.3. Dispositivos de Sensado

En la tercera etapa, las tensiones de salida y del condensador son reducidas y desacopladas debido a que la adquisición de módulos NI-9223 permite un máximo de 10 V y estos voltajes pueden alcanzar hasta 100 V. El desacoplamiento se realiza mediante divisores de tensión con filtros para penalizar a las frecuencias no deseadas, con una frecuencia de corte de dos décadas inferior a la frecuencia de conmutación, es decir, 500 Hz. Se utiliza un sensor de corriente basado ACS714-30A efecto lineal para medir la corriente de la inductancia.

2. Hardware del Controlador y Configuración de Software

Para la implementación de las técnicas WCT y SOC, se utilizarán dispositivos de National Instruments NI Compact RIO. En primer lugar, se usará un controlador embebido en tiempo real NI-cRIO9022, con un chasis cRIO-9114 reconfigurable que tiene una FPGA interna funcionando a 40 MHz. Este dispositivo viene con su propia fuente de alimentación NI PS-15 que suministra 24 VDC. Para gestionar las señales de salida digitales, el módulo NI 9401 de 8 canales entrada/salida digital TTL es empleado para generar señales PWM 5V/TTL. Las señales de entrada analógicas del convertidor de potencia ($v_o(t)$, $i_l(t)$, $v_c(t)$) se adquieren con un módulo NI-9223 de 4 Canales, ± 10 V, 16-Bit simultánea, Entrada analógica de canal a canal Aislado con una frecuencia de muestreo de 1 MS/s. La estructura del sistema se muestra en la Fig. 4.1.

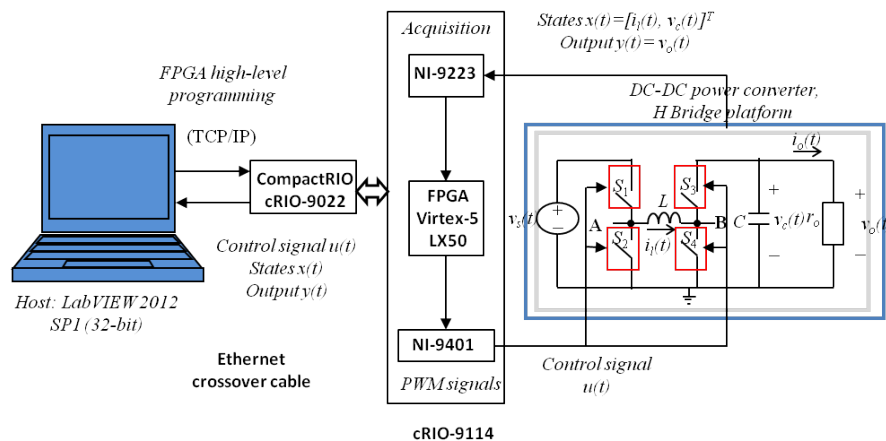


Figura 4.1: Esquema general del sistema.

Para mayor información en relación a la Arquitectura CompactRIO, el entorno LabVIEW (Configuración e instalación), conexiones con la planta y los módulos, e implementación de las técnicas de control remitirse al ANEXOS Capitulo4.

3. Diagramas de Flujo de la Implementación de las Técnicas de Control

3.1. Algoritmo de control WCT

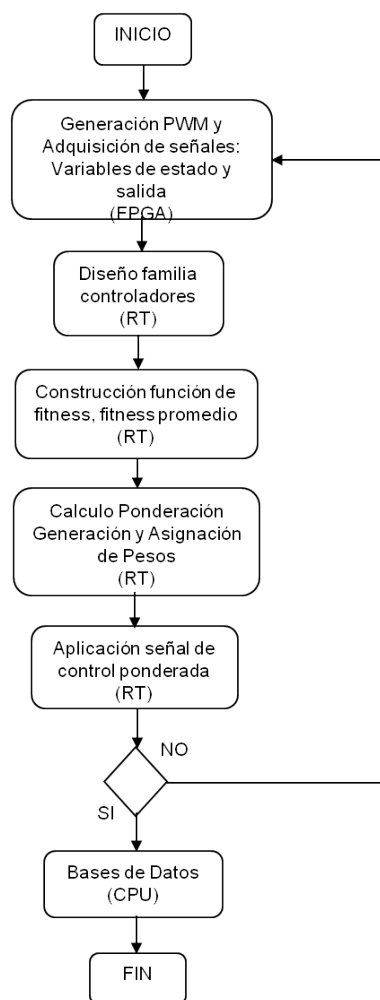


Figura 4.2: Diagrama de flujo WCT.

Para WCT, primero se diseñan los controladores para cada región de operación. En este trabajo, WCT fue llevado a cabo usando controladores por realimentación de estados SF. Posteriormente se adquieren las variables de estado $i_l(t)$, $v_c(t)$ y las salidas de la planta $v_o(t)$, $i_o(t)$, se aplican a la familia de controladores. Por otro lado, se trabaja en la construcción de RD, generando las funciones de fitness y fitness promedio. Luego se generan las ecuaciones diferenciales de los RD, de las cuales se obtienen los pesos, estos se van multiplicando con las señales de control obtenidas de cada uno de los controladores. Finalmente, se genera una señal de control ponderada, la cual será aplicada al proceso.

3.2. Algoritmo de control SOC

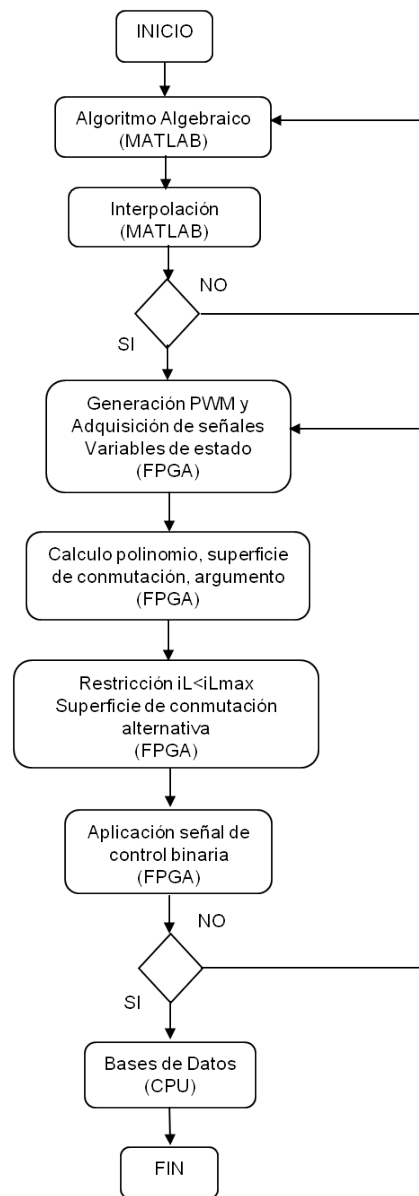


Figura 4.3: Diagrama de flujo SOC.

Para SOC, primero se adquieren las variables de estado $i_l(t)$, $v_c(t)$. Con base en estas señales se construye el polinomio. Es importante aclarar que este polinomio se calculó previamente en MATLAB de acuerdo al algoritmo algebraico mencionado en la Sección 3. Luego, con este polinomio se computa el argumento o función de conmutación, el cual permite generar la señal de control binaria la cual será aplicada al proceso.

4. Arquitectura de Implementación

1. En relacion a las perturbaciones, dicen que evaluaron y hasta ahi, lograron mantener la region lineal

2. Podrian programar varios polinomios

Observacion: Interesante trabajo

Sugerencia: Mencionar el trabajo hecho en tiempo real en la FPGA, es decir, llevarlas a la practica,

eso es lo valioso mas que las tecnicas (el lio es entenderlas)

Es importante mencionar que la frecuencia de muestreo empleada para las variables de estado $x(t)$, la salida $y(t)$, y las señales de conmutación $s_3(t)$ y $s_4(t)$ fue de $f_{sampling} = 1/T_{sampling} = 1\text{ MHz}$, debido a que este corresponde a la máxima frecuencia que se puede sacar del módulo NI9223. Por otra parte, para las señales PWM empleadas, la frecuencia de conmutación es $f_s = 1/T_s = 50\text{ kHz}$. Todo el procesamiento de adquisicion y generacion de señales PWM se hizo en la FPGA.

Para los MOSFET se trabajo para ambas técnicas con un tiempo muerto, de acuerdo a las especificaciones del dispositivo semiconductor, evitando daños. Todas las variables relacionadas con la señal PWM y la señal binaria Bang-Bang, especificamente, ancho de pulso, periodo de conmutacion, tiempo muerto, se trabajaron en ticks de reloj, por medio de una conversión en ticks de reloj, para que la FPGA pudiera interpretarlas.

Por otra parte, los algoritmos de control se ejecutan a distintas frecuencias, debido a que WCT esta hecho en la RT, se ejecuta a una frecuencia muy lenta, mientras que SOC al estar dentro de la FPGA se ejecuta a $f_{clock-FPGA} = 1/T_{clock-FPGA} = 40\text{ MHz}$, se pudo haber disminuido este tiempo dividiendo el reloj, pero se requeriria que fuera lo más rápido posible para que la función de conmutación tomara un valor apropiado y permitiera que la señal binaria conmutara a una frecuencia variable, la cual no se puede controlar porque depende de la superficie de conmutacion calculada en MATLAB. Por lo tanto, cabe destacar que esto se hace offline, es decir, el polinomio se calculó a priori en MATLAB, antes de ejecutarse en tiempo real, se tomaron el orden y los coeficientes del algoritmo algebraico. Para ambas tecnicas los datos se estan capturando cada $T_{sampling} = 1\ \mu s$, y el algoritmo WCT (pesos, fitness) a $1\ ms$ y SOC (polinomio y superficie de conmutación) a $25\ ns$.

En el caso del control ponderado WCT, para los 3 controladores por realimentacion de estados (RE), no se hicieron en la FPGA por varias razones. La primera es que se hizo un algoritmo generico que a partir de los parametros de desempeño y parametros de la planta permitia calcular las matrices de realimentacion de estados y ganancia integral, por ende esto tiene un costo computacional alto y un gran uso de recursos en hardware que la FPGA no es capaz de soportar. Por otro lado, tambien porque se necesitan adicionalmente para RD, 3 ecuaciones diferenciales para generar los pesos lo cual implica mas gasto de recursos, y finalmente para la señal de control unica, un producto punto entre los pesos y las señales de control de cada uno de los controladores. Por los anteriores motivos expuestos, la FPGA no es capaz de

aguantar todos los algoritmos de WCT, y por ende la dinámica de esta técnica es mucho mas lenta que SOC.

En relación a SOC el tiempo de ejecución es rápido, tanto como el polinomio, la superficie de conmutación, y la señal de control todas se hacen en la FPGA. Si se quisiera hacer un algoritmo generico, es decir, programarlo en el entorno de la RT, de la siguiente forma:

Formulación Problema :

- Problema de optimización de control optimo - Formulación de Mayer - Transformaciones (señal de error y matrices extendidas)

Algoritmo Algebraico:

- Existencia de arcos candidatos a ser singulares - Síntesis Arcos singulares - Principio Mínimo de Pontryagin (Condiciones necesarias) -Teorema de Legendre Clebsh (Condiciones Suficientes)

Interpolación:

- Convergencia de puntos (Integración hacia atrás) - Eliminación bifurcaciones - Interpolación o Regresión (Ajuste)

Señal de Control:

- Polinomio - Superficie de conmutación -Restricción ($il < il_{max}$) - Control Bang-Bang

Vale aclarar que lo anterior, implica un costo computacional alto en la RT; sin embargo, valdría la pena hacerlo para un trabajo futuro, para poder ver aspectos interesantes del control óptimo sobre un sistema conmutado, que no son posibles visualizar desde MATLAB.

Finalmente, cabe mencionar que el usuario no tiene control sobre la frecuencia a la cual se ejecuta el control Bang-Bang en SOC; sin embargo, puede programar un medidor de tiempo en LabVIEW con el fin de saber a que frecuencia se esta ejecutando.

5. Resultados Prácticos y comparación

Con el fin de validar y comparar la técnicas de control presentadas en los Capítulos 2 y 3, se han tomado mediciones experimentales al convertidor de potencia DC-DC implementado para unos pocos escenarios relevantes externos. Estas pruebas se han aplicado en simulaciones y en un proceso real, como se puede ver en las Figs. 4.4, 4.5 y 4.6.

6. Pruebas de Desempeño

Unos índices de desempeño relevantes se seleccionaron para el punto de referencia de la siguiente manera:

1. Transitorios de Puesta en Marcha (o Puesta en Marcha de condiciones iniciales nulas): Este es un buen indicador del desempeño general del controlador. El objetivo de control es el de regular la tensión de salida en la carga al valor de referencia especificado utilizando los parámetros físicos nominales.
2. Transitorios de Línea (o respuesta al voltaje de entrada): La tensión de alimentación está sujeta a grandes variaciones durante el funcionamiento.
3. Transitorio de Carga (o respuesta a las variaciones de carga): La carga está sujeta a grandes variaciones durante el funcionamiento. El convertidor está en estado estable con los parámetros físicos nominales, se aplica un paso en la componente resistiva.

Los casos de estudio se utilizan para evaluar el desempeño del enfoque de control propuesto. Estos casos representan diferentes escenarios de interés práctico. Estos escenarios son (i) la respuesta a la planta de valor nominal, (ii) la respuesta a las variaciones de tensión de entrada, y (iii) la respuesta a las variaciones de carga de salida. A continuación, cada uno de los escenarios es definido.

Se utilizan los siguientes parámetros nominales del convertidor: Para el PWM, la frecuencia de conmutación es $f_s = 1/T_s = 50 \text{ kHz}$; resistencias de pérdidas $r_l = 1,4 \text{ } \Omega$; $r_c = 0,01 \text{ } \Omega$; inductancia $x_l = 220 \text{ } \mu\text{H}$; condensador $x_c = 470 \text{ } \mu\text{F}$. La resistencia de carga nominal $r_o = 70 \text{ } \Omega$. La tensión de entrada nominal es $v_s = 10 \text{ V}$. El objetivo de control es mantener la tensión de salida en el nivel de referencia, $v_{o,ref} = 20 \text{ V}$. Para la variación de la tensión de entrada, en estado estable se hará un cambio en la tensión de entrada de 30% del valor nominal, es decir, $v_s = 10 \text{ V}$ a $v_s = 7 \text{ V}$. Por último, para la variación de la carga, en estado estable se hará un cambio en la carga de 28,5% del valor nominal, es decir, la carga cae de su valor nominal $r_o = 70 \text{ } \Omega$ a $r_o = 50 \text{ } \Omega$.

Se buscarán satisfacer las siguientes especificaciones para el sistema en lazo cerrado. Para el voltaje de salida $v_o(t)$:

- El máximo sobreimpulso ante una entrada escalón sea $\leq 0,01 \%$.
- El tiempo de establecimiento sea $t_s \leq 0,006 s$.
- El error de estado estacionario ante un escalón sea $\leq 0,1 V$.

6.1. Evaluación resultados experimentales para el convertidor Boost

Los resultados de simulación y experimentales se muestran en las figuras 4.4, 4.5 y 4.6, con WCT y SOC. En estas figuras, la primera columna muestra los resultados obtenidos con el escenario nominal o transitorio de arranque. La segunda columna muestra los resultados cuando se aplica un paso en el voltaje de entrada en $t = 0,15 s$. La tercera columna muestra la respuesta cuando se aplica una perturbación en la carga en $t = 0,15 s$. Se observa que los resultados de la simulación se corresponden con los resultados experimentales con pequeñas diferencias. Estas pequeñas diferencias pueden ser observadas cuando se producen algunos fenómenos muy rápidos. Se cree que la diferencia entre la simulación y los experimentos se debe a errores de cuantificación y ruido. Se observaron algunas oscilaciones en estado estable. Esto es causado por el tiempo de muestreo elegido. A partir de estos resultados, la respuesta experimental es más lenta que la respuesta de simulación. La razón es un retardo entre el momento en que la ley de control se calcula y el instante en que se aplica el control al sistema.

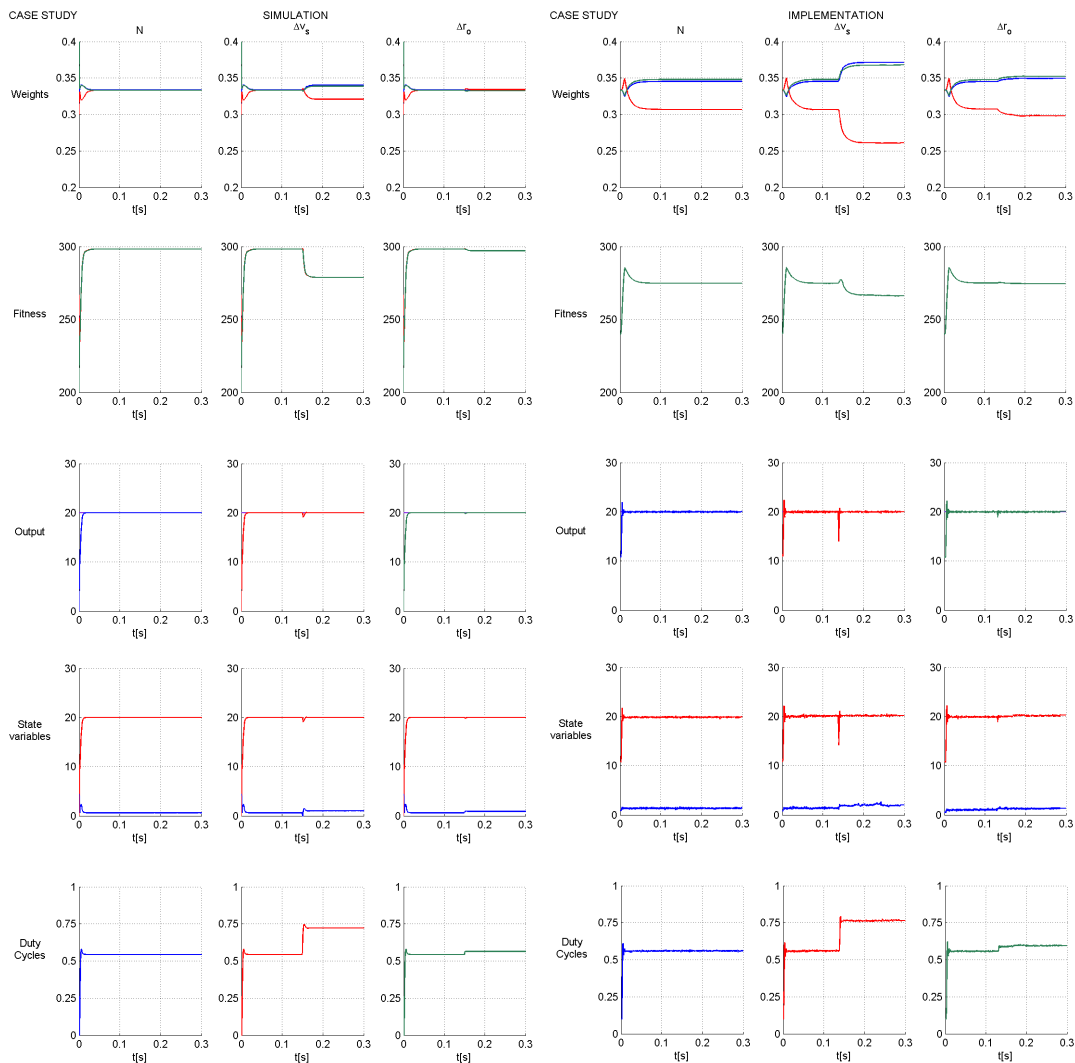


Figura 4.4: Simulación e implementación por WCT basado en RD en caso de estudio.

Ambas técnicas de control satisfacen globalmente el objetivo. La señal de salida alcanza rápidamente la referencia deseada respetando la limitación de corriente, la frecuencia de conmutación máxima admisible, las ondulaciones máximas en el voltaje del condensador y en la corriente en la inductancia. Se puede observar como una tendencia general de que la desviación de la tensión durante el transitorio de línea es pequeño y aumenta con la tensión de salida. Para el transitorio de carga, no se observa ninguna desviación significativa del comportamiento nominal. En este sentido, la tensión de salida del sistema se estabiliza en el valor de referencia sin ningún rebasamiento y las restricciones en la corriente de la inductancia son respetadas en gran medida. Ésta también tiene oscilaciones muy pequeñas. Se puede observar que no hay variaciones significativas de estado estacionario de la tensión de salida con respecto a la referencia.

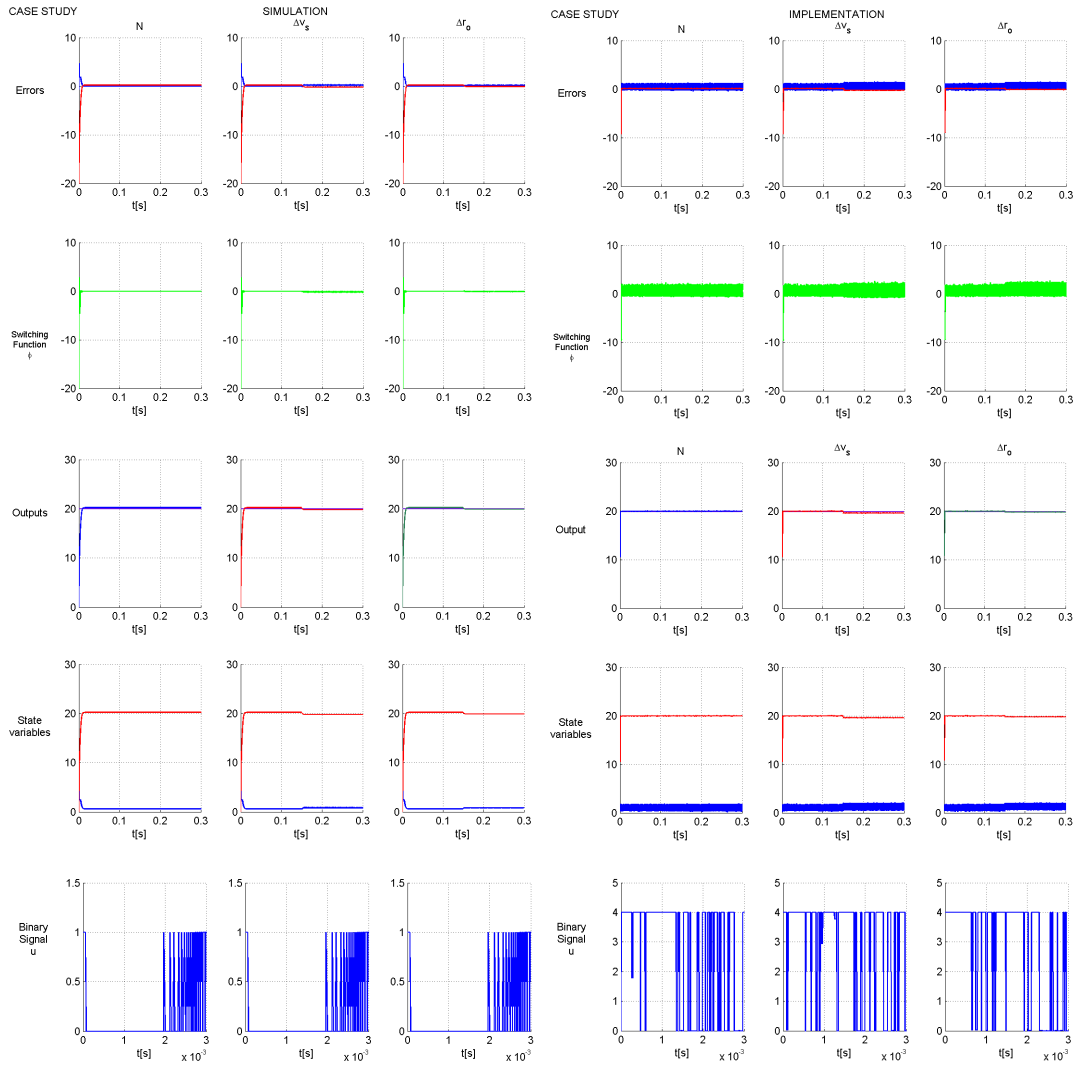


Figura 4.5: Simulación e implementación SOC en caso de estudio.

Los resultados experimentales y en simulación se muestran en la Fig. 4.5. El enfoque de SOC es capaz de llevar a las variables de estado de una condición inicial $x_0 = [i_{l_0}, v_{c_0}]^T = [0 A, 0 V]^T$ a un estado final $X_{ref} = [i_{l_{ref}}, v_{c_{ref}}]^T = [0,62 A, 20 V]^T$. Es de destacar que en las Figs. 4.5 y 4.6, a las gráficas relacionadas con la señal de control binaria o Bang-Bang $u(t)$, se les ha hecho un zoom con el fin de facilitar la visualización y el análisis.

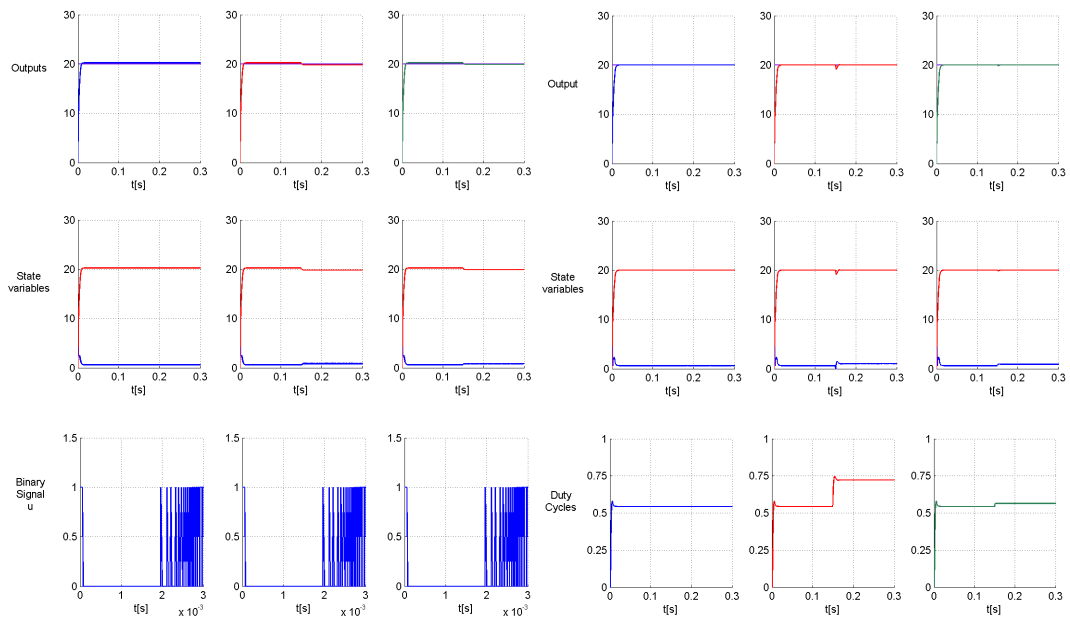


Figura 4.6: Comparación Simulación SOC vs WCT en caso de estudio.

Por último, está claro que ambas técnicas de control presentan robustez. Tienen una buena respuesta de estado estacionario, pero en SOC, la respuesta transitoria supera a WCT.

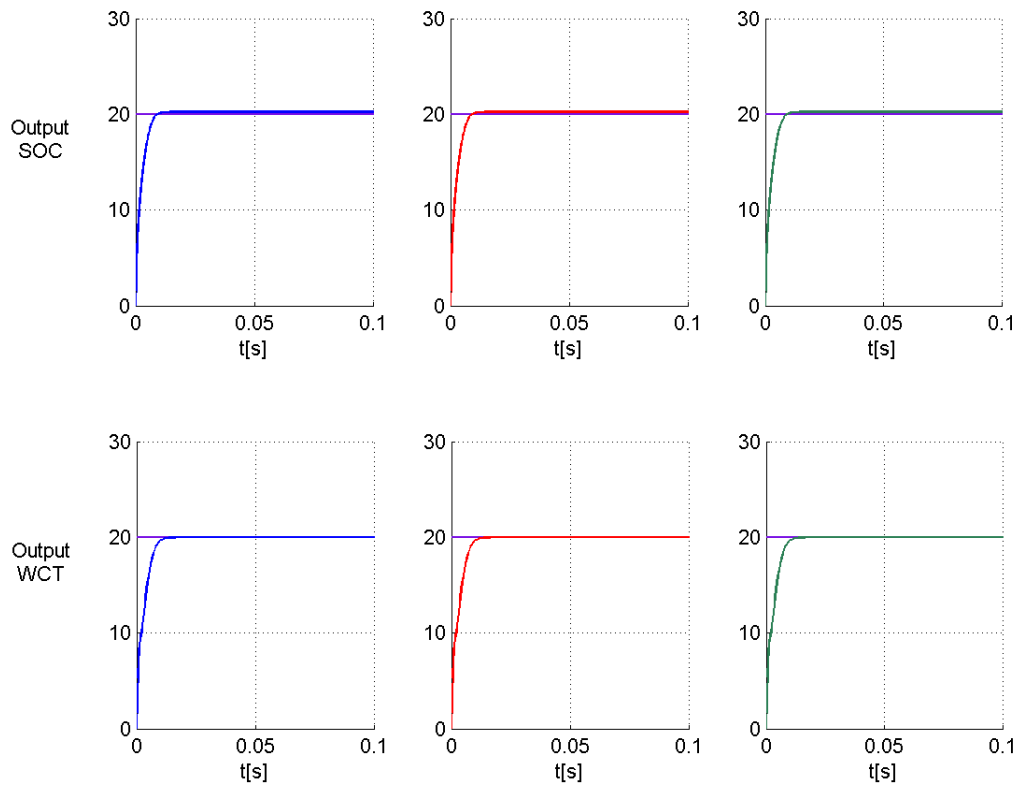


Figura 4.7: Zoom simulación SOC vs WCT en caso de estudio.

La Tabla 4.1 muestra una comparación entre el desempeño de ambas técnicas de control. Se puede ver que el tiempo de subida y el tiempo de establecimiento son mejores en SOC, pero los otros parámetros de desempeño tales como máximo sobreimpulso y el pico son mejores con WCT.

Parámetros temporales \ Método	WCT	SOC
Tiempo de Subida	0.0064 s	0.0054 s
Tiempo de Establecimiento	0.0098 s	0.0083 s
Máximo Sobreimpulso	2E-05 %	0.0006 %
Pico	20 V	20.232 V

Tabla 4.1: Parámetros de desempeño en transitorio.

La Fig. 4.7 muestra en detalle la respuesta transitoria de las técnicas avanzadas de control mencionadas anteriormente, con un tiempo final de $t = 0,1$ s.

Capítulo 5

CONCLUSIONES

En el presente proyecto de investigación, dos técnicas de control avanzado, tales como WCT y SOC propuestas en [14] y [15], se estudiaron, desarrollaron y aplicaron con éxito en un convertidor de potencia DC-DC Boost. Estas técnicas de control son evaluadas y validadas con mediciones experimentales y muestran una gran precisión y eficacia en su desempeño frente a las perturbaciones. De hecho, la técnica WCT puede ser vista como un tipo de control adaptativo. Se logra los parámetros de desempeño de las respuestas transitorias y de estado estacionario. Por lo tanto, este trabajo tiene un impacto único y positivo en la electrónica de potencia.

En cuanto a la robustez paramétrica, las pruebas muestran un excelente desempeño con respecto a las variaciones de voltaje de entrada y perturbaciones de carga, lo que demuestra que ambos métodos tienen un gran potencial en muchas aplicaciones en los sistemas conmutados cíclicos, tales como convertidores estáticos.

Otros trabajos consistirán en mejoras en el método WCT. El criterio de la función de fitness juega un papel importante en el ajuste del RD. En este sentido, la función de desempeño elegida para la implementación del WCT fue desarrollada basado en la señal de error. Un estudio de la función de fitness puede mejorar los resultados en el caso práctico, teniendo en cuenta las limitaciones de matemáticas, por ejemplo, otras propiedades tales como la eficiencia energética podrían explorarse.

Respecto al método SOC, debido a que se trata de un enfoque Subóptimo la señal oscila alrededor de la referencia, se hace necesario, explorar otros teoremas que permitan encontrar ciertas condiciones adicionales y hacer ciertos cálculos que permitan encontrar más puntos óptimos del conjunto obtenido de las condiciones de Legendre-Clebsch y la convergencia de puntos, se sugiere emplear una integración hacia atrás, para el cálculo de la señal de control. El procedimiento produce una ley de control de realimentación de estado con una aproximación de nivel baja debido a la naturaleza discreta de los valores de control. Esto tendría un costo computacional mayor.

La contribución clave muestra que las superficies singulares pueden ser algebraicamente obtenidas mediante la búsqueda de las raíces de los determinantes establecidos. Condiciones de

segundo orden se utilizan conjuntamente para reducir el número de los potenciales candidatos.

La aplicación en el convertidor Boost muestra la aplicabilidad de los métodos y su eficiencia. Esta síntesis puede extenderse a tener en cuenta los cambios en los parámetros.

Bibliografía

- [1] S. Mariéthoz, S. Almér, M. Bâja, A. G. Beccuti, D. Patino, A. Wernrud, J. Buisson, H. Cormerais, T. Geyer, H. Fujioka *et al.*, “Comparison of Hybrid Control Techniques for Buck and Boost DC-DC Converters,” *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 5, pp. 1126–1145, 2010.
- [2] L. Delmas, T. Meynard, and G. Gateau, “Computed PWM for Flying Capacitor MultiCell Converters,” in *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, vol. 2, 2004, pp. 953–956 vol. 2.
- [3] D. Patino, M. Bâja, P. Riedinger, H. Cormerais, J. Buisson, and C. Iung, “Alternative control methods for DC-DC converters: An application to a four-level three-cell DC-DC converter,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 21, no. 10, pp. 1112–1133, 2011.
- [4] A. Lopez, R. Diez, G. Perilla, and D. Patino, “Analysis and Comparison of Three Topologies of the Ladder Multilevel DC/DC Converter,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 7, pp. 3119–3127, 2012.
- [5] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)*. Springer, 2001.
- [6] G. Garcera, E. Figueres, and A. Mocholi, “Novel Three-Controller Average Current Mode Control of DC-DC PWM Converters with Improved Robustness and Dynamic Response,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 3, pp. 516–528, 2000.
- [7] C.-F. Ho, B.-K. Ling, Y.-Q. Liu, P.-S. Tam, and K.-L. Teo, “Optimal PWM Control of Switched-Capacitor DC-DC Power Converters via Model Transformation and Enhancing Control Techniques,” *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 5, pp. 1382–1391, 2008.
- [8] P. Cortes, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez, “Predictive Control in Power Electronics and Drives,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [9] A. Beccuti, G. Papafotiou, R. Frasca, and M. Morari, “Explicit Hybrid Model Predictive Control of the DC-DC Boost Converter,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, 2007, pp. 2503–2509.

- [10] S. Sanders and G. C. Verghese, "Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 1, pp. 17–24, 1992.
- [11] H. Sira-Ramírez, R. Ortega, and M. García-Esteban, "Adaptive passivity-based control of average DC-to-DC power converter models," *International journal of adaptive control and signal processing*, vol. 12, no. 1, pp. 63–80, 1998.
- [12] P. P. J. Pablo, "Control ponderado por replicator dynamics para un convertidor de potencia DC-DC tipo Boost," 2013. [Online]. Available: http://puj-portal.javeriana.edu.co/portal/page/portal/PORTAL_VERSION_2009_2010/es_inicio
- [13] E. Mojica-Nava and N. Quijano, "A Replicator Dynamics Weighted Control Technique for a DC-DC Converter," in *Evolutionary Computation (CEC), 2011 IEEE Congress on*. IEEE, 2011, pp. 1872–1878.
- [14] J. P. Ponce, D. Patino, E. Mojica-Nava, and N. Quijano, "An Implementation of Weighted Control Technique by Replicator Dynamics for a Boost DC-DC Power Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, p. 12, 2014.
- [15] D. Patino, P. Riedinger, and C. Iung, "Practical Optimal State Feedback Control Law for Continuous-Time Switched Affine Systems with Cyclic Steady State," *International Journal of Control*, vol. 82, no. 7, pp. 1357–1376, 2009. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1080/00207170802563280>
- [16] D. Patino, *Control of limit cycles in hybrid dynamical systems: An introduction to cyclic switched systems. Application to power converters*. LAP Lambert Academic Publishing, 2009.
- [17] C.-T. Chen, *Linear System Theory and Design (Oxford Series in Electrical and Computer Engineering)*. Oxford University Press, USA, 1998.
- [18] P. D. Taylor and L. B. Jonker, "Evolutionary stable strategies and game dynamics," *Mathematical biosciences*, vol. 40, no. 1, pp. 145–156, 1978.
- [19] H. M. Robbins, "A Generalized Legendre-Clebsch Condition for the Singular Cases of Optimal Control," *IBM Journal of Research and Development*, vol. 11, no. 4, pp. 361–372, July 1967.
- [20] M. Margaliot, "Stability Analysis of Switched Systems using Variational Principles: An Introduction," *Automatica*, vol. 42, no. 12, pp. 2059 – 2077, 2006. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109806002743>