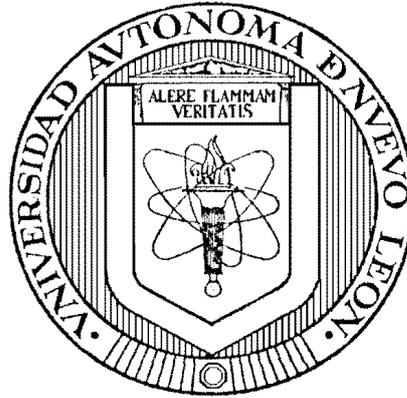


UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



ESTRATEGIAS PARA CONTROLAR LA TENSION Y LA CORRIENTE  
DEL CONVERTIDOR MULTICELULAR SERIE

POR

M.C. FERNANDO SALINAS SALINAS

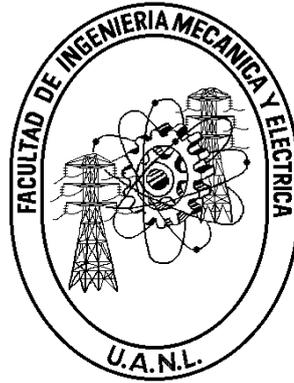
TESIS

EN OPCION AL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS DE LA  
INGENIERIA ELÉCTRICA

CD. UNIVERSITARIA

15 DE JUNIO DEL 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



ESTRATEGIAS PARA CONTROLAR LA TENSION Y LA CORRIENTE  
DEL CONVERTIDOR MULTICELULAR SERIE

POR

M.C. FERNANDO SALINAS SALINAS

TESIS

EN OPCION AL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS DE LA  
INGENIERIA ELÉCTRICA

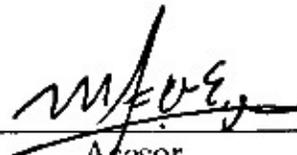
CD. UNIVERSITARIA

15 DE JUNIO DEL 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis "**Estrategias para controlar la tensión y la corriente del convertidor multicelular serie**" realizada por el alumno **M.C. Fernando Salinas Salinas**, matrícula número 1408650 sea aceptada por su defensa como opción al grado de **Doctor en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica**.

El Comité de Tesis



Asesor

Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez

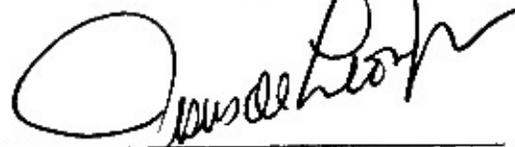


Coasesor:

Dr. Marco Tulio Mata Jiménez

Coasesor:

Dr. Hugo Rodríguez Cortés



Coasesor:

Dr. J. Manuel Ramírez Arredondo

Coasesor:

Dr. Jesús de León Morales

Vo. Bo.

Dr. Moisés Hinojosa Rivera  
División de Estudios de Posgrado

Cd. Universitaria, a 15 de junio del 2013

*Este trabajo se lo dedico a...*

# RESUMEN

Publicación No. \_\_\_\_\_

Fernando Salinas Salinas, M. C. en Ingeniería Eléctrica

Universidad Autónoma de Nuevo León, 2013

**Profesor Asesor: Dr. Miguel F. Escalante Gutiérrez**

En esta tesis se desarrollan dos estrategias de control para el convertidor multicelular serie. La primera estrategia fue diseñada aprovechando la característica de redundancia de estados que presenta esta topología. La segunda estrategia, además de permitir el balance de la tensión de los condensadores del convertidor, regula la corriente de salida de manera simultánea.

Para diseñar ambas estrategias, se procedió de la siguiente manera; inicialmente se hizo una revisión bibliográfica de los trabajos relacionados con los convertidores multinivel. De la revisión, se decidió trabajar con el convertidor multicelular serie, también conocido como -multinivel del tipo condensadores flotantes-, ya que presenta la característica de redundancia de estados y la regulación de tensión en sus condensadores es independiente en cada brazo (esto cuando se manejan dos o tres brazos en alguna aplicación). Además de esto, se observó que los trabajos reportados centran sus objetivos en distintas aplicaciones tales como compensación dinámica de potencia reactiva en sistemas de transmisión y distribución, compensación de armónicos, control de motores y métodos de modelado y análisis para dispositivos FACTS. Sabiendo que en cualquier aplicación es indispensable tener una estrategia de control, tanto para las variables internas del convertidor (balance de tensión de los condensadores), como para las externas (control de corriente del convertidor), se realizó una revisión bibliográfica específica, es decir, una revisión que se enfocó en los distintos tipos de controladores para convertidores multicelulares serie. De este reconocimiento, detectamos que la teoría de sistemas híbridos

no ha sido aprovechada para proponer sistemas de control en aplicaciones que involucran al convertidor multicelular. Por ello, se decidió explorar esta teoría y utilizarla como herramienta de análisis vislumbrando que su aplicación puede ser ventajosa en el diseño de controladores para el convertidor multicelular serie. Lo anterior, partiendo del hecho de que los convertidores poseen una dinámica continua y otra discontinua (comportamiento híbrido). Así, se revisó la manera de representar un sistema híbrido, considerando el modelado clásico de los sistemas autómatas y considerando el enfoque de los sistemas de eventos discretos. Posteriormente, se hizo una breve reseña de las distintas maneras de verificar la estabilidad en un sistema híbrido. Esto último, con el fin de garantizar la seguridad y la buena operación del convertidor. Con esta información fue posible diseñar ambos esquemas de control y validarlos experimentalmente en un banco de pruebas. Los dos desarrollos mostraron buen desempeño, por lo que esta investigación sienta las bases para desarrollar trabajos posteriores, considerando la metodología de análisis que aquí se propone.

El trabajo está organizado en 6 capítulos, en el primero de ellos se establece la importancia de los convertidores estáticos en el tratamiento y acondicionamiento de la energía eléctrica. También se resalta la importancia que adquieren los convertidores multinivel, principalmente en aplicaciones de alta potencia. Se enfatizan los beneficios que ofrecen las estructuras multinivel en comparación con las estructuras de dos niveles y se describen las tres principales configuraciones existentes. Posteriormente, se hace una revisión bibliográfica general de las distintas aplicaciones del convertidor multinivel y otra revisión específica acerca de las metodologías de control interno y externo en el convertidor. También se destaca que el análisis del convertidor, analizado desde la perspectiva de los sistemas híbridos y del enfoque de los sistemas de eventos discretos, podría ser beneficioso en el diseño de sistemas de control, no sólo para el convertidor, sino para los circuitos electrónicos en general. Finalmente, se definen los objetivos que se quieren alcanzar con este trabajo de investigación.

En el Capítulo 2, se presentan los conceptos básicos para representar un sistema híbrido. Se explica la relación de este tipo de sistemas con los sistemas de electrónica de potencia. Posteriormente se explora una alternativa de representación de un sistema híbrido mediante el enfoque de los sistemas de eventos discretos (DEVs por sus siglas en inglés). Esta herramienta se denomina redes de Petri. Por último, se presenta una comparación entre los sistemas autómatas convencionales y las redes de Petri y se concluye al respecto.

Dado que es necesario contar con herramientas de análisis para verificar la estabilidad de un sistema híbrido y considerando además, que una de las mayores dificultades que se tienen en los sistemas dinámicos conmutados, es precisamente la implantación de un procedimiento para verificar su estabilidad, en el Capítulo 3, se presenta una breve reseña de los principales métodos de verificación de estabilidad en sistemas conmutados e híbridos.

En el Capítulo 4, se desarrolla el modelo matemático híbrido de un convertidor multicelular en serie. El modelo planteado se fundamenta en la estructura de los modelos autómatas clásicos. También se desarrolla una estrategia para regular la tensión de los condensadores del convertidor, en un nivel de referencia establecido. Esta estrategia consiste en seleccionar el mejor estado de conmutación de entre los estados redundantes disponibles, y para ello se propone una metodología de selección basada en el análisis de múltiples funciones de Lyapunov. Tanto el modelo, como la estrategia de control, se sintetizan mediante la automatización híbrida, asegurando dos objetivos: a) el nivel de tensión a la salida del convertidor de acuerdo a la técnica de modulación por ancho de pulso, y b) el balance de tensión de los condensadores. El esquema propuesto se valida con resultados experimentales.

En el Capítulo 5, se propone un esquema de control para convertidores multicelulares en serie, basado en el enfoque de los sistemas de eventos discretos. El esquema de control se diseñó utilizando dos redes de Petri. La primera red genera el nivel de tensión necesario para asegurar el seguimiento de la corriente de referencia. La segunda red resuelve el problema del balance

de tensión de los condensadores, -que como se sabe, es inherente a este tipo de convertidores- utilizando la redundancia de estados. La principal ventaja de este enfoque, es la unificación del control de corriente y el control de tensión de los condensadores mediante la estructura de las redes de Petri. Además, con este esquema de control se tiene una actuación directa sobre los semiconductores del convertidor. La evaluación del esquema propuesto se lleva a cabo de manera experimental.

Finalmente, en el Capítulo 6, se presentan las conclusiones generales del trabajo, considerando los objetivos establecidos inicialmente y además se enumeran los trabajos futuros. En cuanto a los objetivos alcanzados, estos se pueden resumir de la siguiente manera; *a)* Se diseñó una estrategia que balancea la tensión de los condensadores de un convertidor multicelular de 5 niveles; *b)* Se estableció una metodología de selección de los estados de conmutación basada en el análisis de los estados redundantes; *c)* Se estableció una metodología que nos permite verificar la estabilidad de la estrategia de balance de tensión, y se abre la oportunidad de analizar cualquier regla de conmutación de un circuito electrónico, bajo este análisis; *d)* Se integró el modelo instantáneo del convertidor y su regla de conmutación en un modelo autómata clásico; *e)* Se propuso un esquema de control para convertidores multicelulares serie, basado en el enfoque de los sistemas de eventos discretos, específicamente con la herramienta denominada redes de Petri; finalmente, *f)* Se realizó la validación experimental de ambas estrategias de control, mostrando resultados favorables.

# Índice General

Resumen	IV
Índice General	VIII
Índice de Tablas	XIII
Índice de Figuras	XV
Símbolos y acrónimos	1
<b>1. Introducción</b>	<b>5</b>
1.1. Antecedentes . . . . .	5
1.2. Los convertidores multinivel . . . . .	8
1.2.1. Convertidor multinivel tipo neutro fijo por diodos - NPC . . . . .	8
1.2.2. Convertidor multinivel tipo multicelular serie o de condensadores flotantes - FC . . . . .	10
1.2.3. Convertidor multinivel tipo Puentes H en cascada, CH-B . . . . .	13
1.3. Sobre la importancia y los retos de los convertidores multinivel . . . . .	14

1.3.1.	Los convertidores multinivel aplicados al control y compensación de redes eléctricas . . . . .	16
1.3.2.	Motivación . . . . .	19
1.4.	Trabajos relacionados al control interno y externo del convertidor multinivel tipo FC . . . . .	21
1.4.1.	Discusión sobre los trabajos relacionados al control interno y externo de las variables del convertidor FC . . . . .	24
1.5.	Objetivos . . . . .	25
1.6.	Objetivo general . . . . .	25
1.7.	Objetivos particulares . . . . .	25
1.8.	Estructura de la Tesis . . . . .	26
<b>2.</b>	<b>Representación de sistemas híbridos</b>	<b>27</b>
2.1.	Resumen . . . . .	27
2.2.	Introducción . . . . .	28
2.2.1.	Planteamiento de un sistema híbrido . . . . .	29
2.2.2.	Definición 1. Modo . . . . .	30
2.2.3.	Automatización híbrida . . . . .	30
2.2.4.	Síntesis de control . . . . .	32
2.2.5.	Modelado . . . . .	32
2.3.	Redes de Petri [87] . . . . .	33
2.3.1.	Introducción . . . . .	33

2.3.2.	Red de Petri básica . . . . .	35
2.3.3.	Notación y definiciones en una red de Petri . . . . .	35
2.3.4.	Definición 2. Grafo de una Red de Petri . . . . .	35
2.3.5.	Ejemplo 1. Estructura de una red de Petri simple . . . . .	37
2.3.6.	Ejemplo 2 . . . . .	38
2.3.7.	Marcación en las redes de Petri y espacio de estados . . . . .	39
2.3.8.	Definición 3. Marcación de una red de Petri . . . . .	39
2.3.9.	Ejemplo 3 . . . . .	40
2.3.10.	Definición 4. Transición habilitada . . . . .	41
2.3.11.	Dinámica de una red de Petri . . . . .	41
2.3.12.	Definición 5. Dinámica de una red de Petri . . . . .	41
2.3.13.	Ejemplo 4. Disparo de transiciones . . . . .	42
2.4.	Red de Petri temporizada . . . . .	44
2.4.1.	Definición 6 . . . . .	45
2.4.2.	Definición 7 . . . . .	45
2.4.3.	Ejemplo 5 . . . . .	46
2.5.	Conclusiones . . . . .	47
<b>3.</b>	<b>Estabilidad en sistemas híbridos</b>	<b>49</b>
3.1.	Resumen . . . . .	49
3.2.	Introducción . . . . .	50

3.2.1.	Estabilidad en el sentido de Lyapunov . . . . .	51
3.2.2.	Función común de Lyapunov . . . . .	57
3.2.3.	Múltiples funciones de Lyapunov . . . . .	58
3.2.4.	Modificación de definiciones . . . . .	62
3.2.5.	Estabilidad de sistemas híbridos mediante la transformación de Poincaré	63
3.2.6.	Estabilidad de sistemas híbridos mediante Lagrange . . . . .	65
3.3.	Conclusiones . . . . .	65
<b>4.</b>	<b>Estrategia de balance de tensión para el convertidor multicelular con modelo</b>	
	<b>autómata clásico</b>	<b>67</b>
4.1.	Resumen . . . . .	67
4.2.	Introducción . . . . .	68
4.2.1.	Descripción y modelo del convertidor . . . . .	69
4.3.	Estrategia de balance de tensión de los condensadores . . . . .	72
4.3.1.	Análisis de los estados de conmutación . . . . .	73
4.3.2.	Selector de estados . . . . .	75
4.3.3.	Automatización híbrida del convertidor multicelular . . . . .	76
4.4.	Resultados experimentales . . . . .	79
4.5.	Conclusiones . . . . .	89
<b>5.</b>	<b>Estrategia de balance de tensión para el convertidor multicelular con redes</b>	
	<b>de Petri</b>	<b>90</b>
5.1.	Resumen . . . . .	90

5.2. Introducción . . . . .	91
5.3. Descripción del convertidor de 3 células y modelo del sistema . . . . .	92
5.4. Control híbrido basado en redes de Petri . . . . .	94
5.4.1. Control de la corriente de salida modelado mediante la primera red de Petri	95
5.4.2. Balance de tensión modelado mediante la segunda red de Petri . . . . .	96
5.5. Resultados experimentales . . . . .	104
5.6. Conclusiones . . . . .	108
<b>6. Conclusiones y Recomendaciones</b>	<b>109</b>
6.1. Introducción . . . . .	109
6.2. Conclusiones . . . . .	109
6.3. Trabajos Futuros . . . . .	112
<b>Bibliografía</b>	<b>114</b>

# Índice de Tablas

1.1. Niveles de tensión de la estructura NPC y sus estados de conmutación . . . . .	10
1.2. Niveles de tensión de un convertidor FC de 5 niveles y sus estados de conmutación	12
1.3. Niveles de tensión de un puente monofásico y sus estados de conmutación . . . .	14
4.1. Evolución de la tensión y la corriente del convertidor en función de los estados de conmutación . . . . .	72
4.2. Ecuaciones resultantes por la aplicación de los estados discretos $q_i$ , en (4.3.11) .	75
4.3. Condiciones de transición . . . . .	80
5.1. Variables del convertidor en función de los estados de conmutación. . . . .	97
5.2. Definición de las plazas en la red de Petri que modela el control de corriente de salida. . . . .	97
5.3. Definición de las transiciones en la red de Petri que modela el control de corriente de salida. . . . .	99
5.4. Definición de las plazas en la red de Petri que establece el balance de tensión de los condensadores. . . . .	99

5.5. Transiciones en la RP que aseguran el balance de tensión de los condensadores y el nivel de la tensión de referencia. . . . .	100
5.6. Condiciones de los estados de conmutación para mantener el balance de tensión de los condensadores. . . . .	103

# Índice de Figuras

1.1. Señal de tensión entre fases de un convertidor multicelular trifásico. . . . .	7
1.2. Estructura multinivel NPC. a) Un brazo b) Dos brazos . . . . .	10
1.3. Estructura FC o multicelular serie, conexión de dos brazos. . . . .	12
1.4. Estructura CH-B formada por $j$ puentes H en cascada. . . . .	14
2.1. Convertidor elevador convencional CD-CD o boost . . . . .	33
2.2. Convertidor elevador CD-CD modelado con la composición de dos autómatas híbridos donde $H_1$ gobierna la evolución discreta y $H_2$ gobierna la evolución continua. . . . .	34
2.3. Estructura de red de Petri para ejemplo 1. . . . .	38
2.4. Estructura de red de Petri para ejemplo 2. . . . .	38
2.5. Dos ejemplos de marcaciones, $z_1$ y $z_2$ , utilizando el ejemplo de la Fig. 2.3 . . . .	40
2.6. Secuencia de disparos de transiciones en una red de Petri (Ejemplo 4) . . . . .	44
2.7. Red de Petri temporizada para Ejemplo 5 . . . . .	46

3.1. Diferentes maneras de verificar estabilidad . . . . .	57
3.2. Dos funciones de Lyapunov (las líneas sólidas corresponden a $V_1$ , las líneas punteadas corresponden a $V_2$ ). (a) Continua, (b) Discontinua. . . . .	59
3.3. Plano de Poincaré . . . . .	64
4.1. Convertidor de cinco niveles de la estructura condensadores flotantes. . . . .	70
4.2. Convertidor multicelular modelado como un sistema autómatas, $H_1$ gobierna la evolución discreta y $H_2$ gobierna la evolución continua . . . . .	78
4.3. Prototipo de laboratorio. . . . .	79
4.4. Tensiones de los condensadores ante elevación de tensión con balance natural. (a) Carga $R-L$ , con $R = 238,4 \Omega$ y $L = 2,3 \text{ mH}$ , (b) Carga $R-L$ , con $R = 12,4 \Omega$ y $L = 2,3 \text{ mH}$ . Escalas: tensión 10 V/div, tiempo 400 ms/div. . . . .	82
4.5. Tensiones de los condensadores ante un cambio de carga con balance natural. Escalas: tensión 10 V/div, corriente 2 A/div, tiempo 400 ms/div. . . . .	82
4.6. (a) Diagrama de bloques de la estrategia de control propuesta, (b) Implementación del algoritmo de control en la tarjeta FPGA. . . . .	83
4.7. Tensiones de los condensadores ante elevación de tensión con el esquema de control propuesto y con cuatro diferentes formas de onda en la modulación. Carga $R-L$ , con $R=12.4 \Omega$ y $L=23 \text{ mH}$ . (a) Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: tensión 10 V/div, tiempo 40ms/div. . . . .	85

4.8.	Tensión de salida y corriente de salida, utilizando el esquema de balance propuesto. Carga $R - L$ , con $R=12.4 \Omega$ y $L=23 \text{ mH}$ . (a)Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: Tensión 25 V/div, corriente 2 A/div, tiempo como se indica en la imagen. . . . .	86
4.9.	Tensiones de los condensadores ante un cambio de carga con el esquema de balance propuesto y con cuatro diferentes formas de onda de modulación. (a)Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: Tensión 10 V/div, corriente 2 A/div, tiempo como se indica en la imagen. . . . .	87
4.10.	Tensiones de los condensadores ante una variación en la tensión de entrada, con el esquema de control propuesto y con 4 diferentes formas de onda de modulación. Carga $R - L$ , con $R=12.4\Omega$ y $L=23\text{mH}$ . (a)Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: Tensión 10 V/div, tiempo como se indica en la imagen. . . . .	88
5.1.	Convertidor multicelular de 4 niveles . . . . .	93
5.2.	Esquema de control con redes de Petri para el control simultáneo de la tensión de los condensadores y la corriente de salida. . . . .	96
5.3.	Comportamiento de la primera red de Petri y generación del nivel de tensión de referencia. . . . .	98
5.4.	Red de Petri que genera el nivel de la tensión de referencia. . . . .	101

5.5. Red de Petri que controla la operación de las células de conmutación. . . . .	102
5.6. Diagrama de bloques del sistema de control con el esquema propuesto. . . . .	104
5.7. Resultados experimentales para un valor fijo en la referencia de corriente $i_s = 0,45A$	105
5.8. Regiones de convergencia: a) $(v_{c1}, i_s)$ , y b) $(v_{c2}, i_s)$ , para un valor fijo en la referencia de corriente, $i_s = 0,45A$ . . . . .	106
5.9. Resultados experimentales con una referencia de corriente sinusoidal. . . . .	107
5.10. Regiones de convergencia: a) $(v_{c1}, i_s)$ , y b) $(v_{c2}, i_s)$ , para una referencia de corriente sinusoidal. . . . .	107

# Símbolos y acrónimos

cd	Corriente directa
ca	Corriente alterna
PWM	Modulación por ancho de pulso
Vcd	Voltaje de corriente directa
NPC	Neutro fijo por diodos
FC	Condensadores flotantes
CH-B	puentes-H en cascada
$V_{ab}$	Tensión entre las fases a y b
$\omega$	Frecuencia angular
$t$	tiempo
$\frac{dv}{dt}$	Gradiente de tensión
kV	kilovolts
DEVs	Sistemas de eventos discretos
$X$	Espacio de estados continuo
$Q$	Conjunto de estados discretos
$x$	Estado continuo
$q$	Estado discreto
$R$	Conjunto de los números reales
$\dot{x}$	Variable de estado continuo
$f_q$	función dada por la aplicación del estado discreto $q$

$I(q)$	Subconjunto del espacio de estados continuo
$M_q$	Modo del subsistema obtenido por la aplicación del estado discreto $q$
$A_q$	Matriz cuadrada obtenida por la aplicación del estado discreto $q$
$(q, q')$	Transiciones discretas
$(q, q')$	Transiciones discretas permitidas
$E$	Conjunto de transiciones discretas permitidas
$G$	Función de guarda o de restricción
$H$	Colección de elementos que conforman un sistema híbrido
$F$	Conjunto de estados continuos que determinan la seguridad del sistema, también denominado conjunto admisible
$W$	Conjunto de estados continuos que determinan la máxima seguridad del sistema
$x_d$	Estados de seguridad del sistema
$B_{x_d}$	Bola de seguridad del sistema
$\delta$	Punto de análisis para verificar estabilidad
$i_L$	Corriente de carga
$v_0$	Tensión de salida
$b_i, b_{q_i}$	Vector columna que contiene los estados continuos
$\Lambda$	Conjunto finito de estados discretos
$\sigma$	Símbolo discreto
$\Sigma$	Conjunto de símbolos discretos
$P$	Conjunto finito de plazas
$T$	Conjunto finito de transiciones
$A$	Conjunto finito de arcos
$w(p_i, t_j)$	función que asigna una ponderación a cada arco
$I(t_j)$	Conjunto de plazas de entrada a la transición $t_j$
$O(t_j)$	Conjunto de plazas de salida de la transición $t_j$
$T_0$	subconjunto de $T$ que contiene transiciones sin retraso
$T_D$	subconjunto de $T$ que contiene transiciones con retraso
$z$	Marcación o estado de una red de Petri
$V$	Conjunto de elementos que conforman una red de Petri temporizada

$\alpha$	Nivel discreto de tensión
$x_e$	Estado de equilibrio del sistema
$W$	Función definida positiva
$V$	función candidata de Lyapunov
$R_+$	Números reales positivos
$P$	Matriz definida positiva para verificar estabilidad
$V_\sigma$	Función continua de Lyapunov
$V_q$	Función de Lyapunov para estado discreto $q$
LMI	Desigualdades matriciales lineales
$P(x)$	Secuencia de eventos discretos
$\Sigma^{+,-}$	Plano positivo y negativo de Poincaré
$\phi(x_i)$	Trayectoria dada por el estado $x_i$
RCL	Circuito resonante RCL
PS-PWM	Cambio de fase de la modulación por ancho de pulso
$S_k$	Componente de la función de conmutación $sc_k$
$p$	Células de conmutación
$v_{Tk}, v'_{Tk}$	Tensión en los interruptores $T_k$ y $T'_k$
$sc_k$	función de conmutación
$v_{ck}$	Tensión del $k$ 'ésimo condensador
$v_{co}$	Tensión inicial del condensador
$R$	Resistencia
$L$	Inductancia
$C$	Capacitancia
$v_{ck}$	Tensión en el $k$ 'ésimo condensador
$E$	Tensión de entrada en el convertidor
$i_s, i_0$	Corriente de salida
$e_k$	Error de tensión en los condensadores
$\alpha^*$	Nivel de tensión de referencia
$H_1$	Máquina de estados finita
$H_2$	Máquina de estados discreta

$\Phi$	Conjunto de bits que representan el sentido de la corriente de salida
$\Gamma$	Conjunto de bits que representan la condición de la tensión del condensador
FPGA	Tarjeta de desarrollo FPGA (Field programmable gate array)
$v_{ck}$	Tensión de referencia del $k$ 'ésimo condensador
$\delta$	Valores que determinan la banda de histéresis
$i_{max}$	Corriente máxima
RP	Red de Petri
$v_{ref}$	Nivel de tensión de referencia
$i_{ref}$	Corriente de referencia
$T_{jk}$	Transiciones en la red de Petri
$T_k, T'_k$	Interruptores del convertidor
PI	Controlador proporcional-integral

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Antecedentes

Los convertidores estáticos de potencia –a base de semiconductores– son una parte importante en los procesos de conversión y tratamiento de la energía eléctrica, principalmente por su alta eficiencia, su flexibilidad y confiabilidad [1]. La función de un convertidor estático es la interconexión, a través del uso de semiconductores de potencia, de dos sistemas eléctricos para el intercambio controlado de energía. Así, gracias a la electrónica de potencia existe la posibilidad de controlar y acondicionar grandes cantidades de energía eléctrica mediante el uso de dispositivos de estado sólido. El uso de convertidores estáticos está presente en la mayoría de los equipos que funcionan a base de energía eléctrica, y en la actualidad están siendo aplicados para el control y operación de las redes de transporte y distribución de energía eléctrica, además de que son indispensables para la incorporación de fuentes de generación distribuida a las redes eléctricas tradicionales.

Tomando en cuenta los niveles discretos de la forma de onda que se obtiene a la salida del convertidor, existen dos estructuras de conversión principales: las estructuras de conversión estática de dos niveles, y las estructuras de conversión estática de tipo multinivel. Las estructuras

de conversión multinivel surgieron ante la necesidad de reducir el contenido armónico de las formas de onda sintetizadas [2, 3].

En los inversores multinivel la forma de onda de salida no es cuadrada, es decir, compuesta de niveles de tensión de 0 o  $\pm V_{cd}$ , sino que se produce una señal de tensión escalonada en niveles discretos, entre 0 y  $\pm V_{cd}$ . A medida que aumenta la cantidad de niveles de tensión, se reduce en forma importante el contenido armónico de la forma de onda de la tensión de salida, obteniéndose además otros beneficios que serán mencionados más adelante.

De las primeras propuestas conocidas en la literatura se tiene [2], donde se introduce una especie de convertidor multinivel, pero sin llegar a definir una estructura con utilidad práctica. Después, en [4] se propone la primera estructura práctica –de tres niveles– capaz de producir una tensión de salida compuesta por tres niveles de tensión. A esta topología se le conoce como inversor multinivel con neutro fijo por diodos (NPC, por sus siglas en inglés “Neutral Point Clamped”). De ella se derivaron topologías de mas de tres niveles, basadas en el mismo principio. Luego, en los años 90’s se publicaron trabajos relacionados con otra topología de conversión multinivel [5], donde al igual que en la anterior, la salida de tensión del convertidor esta compuesta por niveles discretos de tensión que son fracciones de la tensión de entrada. La diferencia entre ambas topologías está en la manera en que se obtienen los niveles discretos de tensión; mientras que en la primera se usa un divisor de tensión capacitivo y diodos para fijar los niveles de tensión, en la segunda propuesta la definición de los niveles de tensión se logra por medio de condensadores flotantes con niveles específicos de tensión, según su posición en la estructura. También se tienen las estructuras de conversión multinivel basadas en la conexión en cascada de puentes monofásicos [6]. En estos, la tensión de salida se obtiene por la suma de las tensiones individuales de cada puente, logrando así una tensión compuesta de varios niveles de tensión.

Si bien, cada una de las topologías mencionadas tiene una estructura diferente, todas ellas

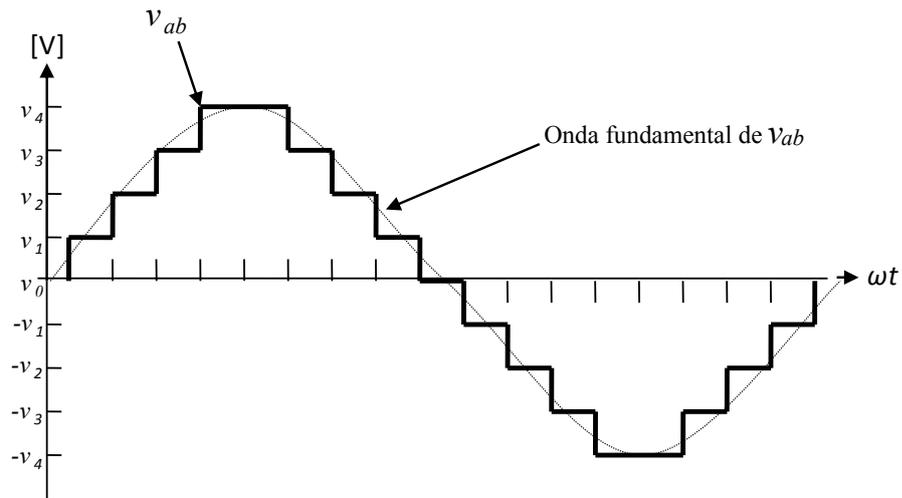


Figura 1.1: Señal de tensión entre fases de un convertidor multicelular trifásico.

son capaces de producir a la salida una forma de onda compuesta de varios niveles discretos de tensión. En la Fig. 1.1, se muestra un ejemplo de una forma de onda multinivel.

Las ventajas de los inversores multinivel con respecto a las estructuras clásicas de 2 niveles se pueden resumir en los siguientes puntos:

- La forma de onda de salida presenta baja distorsión armónica, y si el número de niveles es lo suficientemente elevado, la etapa de filtrado a la salida del inversor puede ser eliminada.
- Es posible sintetizar una señal de tensión de valor elevado empleando componentes semiconductores de baja tensión. Además, con esto se logran menores tiempos de conmutación y por ende menores pérdidas por conmutación.
- El gradiente de tensión de la forma de onda de salida,  $(\frac{dv}{dt})$ , disminuye. Por lo tanto, esto favorece la vida útil de los dieléctricos de los equipos.
- En algunas aplicaciones se podría suprimir el transformador que se coloca a la salida del inversor para acoplarlo a una red eléctrica.

Las características de los convertidores multinivel han despertado gran interés en la comunidad científica e industrial para usar este tipo de estructuras en una variedad de aplicaciones en donde se requiera mejorar la calidad de las formas de onda y trabajar con niveles elevados de tensión [58],[70]-[82]. Por una parte, se logra habilitar el uso de los convertidores estáticos en aplicaciones de media y alta tensión usando dispositivos semiconductores de menor tensión que la tensión del sistema. Y por otra parte, su uso implica tener una mejora en la calidad de las formas de onda sintetizadas, la reducción del estrés dieléctrico en los equipos, y una mejor respuesta dinámica del sistema de conversión.

A continuación se describen las tres topologías más importantes de convertidores multinivel.

## 1.2. Los convertidores multinivel

### 1.2.1. Convertidor multinivel tipo neutro fijo por diodos - NPC

Un inversor multinivel NPC, de  $\alpha$  niveles discretos, divide la tensión de entrada,  $V_{cd}$  en  $(\alpha - 1)$  niveles discretos de tensión, con la ayuda de un divisor de tensión capacitivo [4]. Lo anterior se logra con  $(\alpha - 1)$  condensadores en serie, en el bus de cd. Luego, estas tensiones son utilizadas para fijar, con la ayuda de "diodos fijadores" (clamping diodes, por su descripción en inglés), la tensión de los dispositivos semiconductores conectados en serie, logrando que la tensión sea limitada a la tensión de un condensador individual. Por lo tanto, para lograr una repartición equilibrada de la tensión de entrada entre los semiconductores de potencia, se requiere que los condensadores estén cargados a un nivel de tensión igual a  $V_{cd}/(\alpha-1)$ . Es necesario mencionar que los "diodos fijadores" no ven la misma tensión en sus terminales, ésta es diferente y dependiente de su posición en la estructura. Por lo tanto, un brazo de inversor de  $\alpha$  niveles requiere  $(\alpha - 1)$  condensadores,  $2(\alpha - 1)$  dispositivos de conmutación, y  $(\alpha - 1)(\alpha - 2)$

diodos fijadores.

Cuando los condensadores del bus de cd están cargados con idénticos niveles de tensión, la conexión de estos a la salida del inversor, a través de los elementos de conmutación, proporcionará una tensión de salida que podrá estar compuesta de varios niveles discretos de tensión – la suma de las tensiones individuales de los condensadores determina la tensión a la salida del inversor; específicamente se podrán tener  $\alpha$  niveles discretos de tensión a la salida. La Fig. 1.2(a) muestra un brazo de inversor tipo NPC de 5 niveles. El bus de cd consiste en cuatro condensadores,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  y  $C_4$ . Suponiendo que la tensión en cada condensador es  $V_{cd}/4$ , el esfuerzo dieléctrico de los interruptores,  $T_{ax}$  y  $T'_{ax}$ , cuando están abiertos, se limita, mediante los “diodos fijadores”, a un nivel de tensión de condensador, decir  $V_{cd}/4$ .

Los interruptores  $T_{a1}$ ,  $T_{a2}$ ,  $T_{a3}$ ,  $T_{a4}$ ,  $T'_{a1}$ ,  $T'_{a2}$ ,  $T'_{a3}$ ,  $T'_{a4}$ , se controlan en pares de manera complementaria, formando los siguientes pares  $(T_{a1}, T'_{a1})$ ,  $(T_{a2}, T'_{a2})$ ,  $(T_{a3}, T'_{a3})$ ,  $(T_{a4}, T'_{a4})$ . El control complementario significa que sólo un elemento del par puede estar conduciendo a la vez. La Tabla 1.1, muestra los estados de conmutación y los niveles de tensión correspondientes. La condición de estado “1” indica que el interruptor está activo o cerrado, y estado “0” indica que el interruptor está desactivado o abierto. Es importante notar que los niveles de tensión a la salida dependen de la tensión de cada uno de los condensadores en el bus de cd.

En la Fig. 1.2(b) se muestra un puente monofásico con dos brazos. La terminal inferior  $v_1$ , del lado de cd, es el punto de referencia de la tensión de salida de fase. La tensión de línea consiste en la diferencia de tensión entre las terminales  $a$  y  $b$ . Cada tensión de fase de brazo aproxima una sinusoidal de media onda. Esto implica que un convertidor de  $\alpha$  niveles tiene una tensión de salida de fase de  $\alpha$  niveles y una tensión de salida de línea de  $(2\alpha-1)$  niveles, como la mostrada en la Fig. 1.1. Hay que notar que los condensadores del bus de cd son comunes para ambos brazos del puente inversor multinivel. Este mismo principio puede ser aplicado para cualquier número de niveles, y también en configuraciones trifásicas.

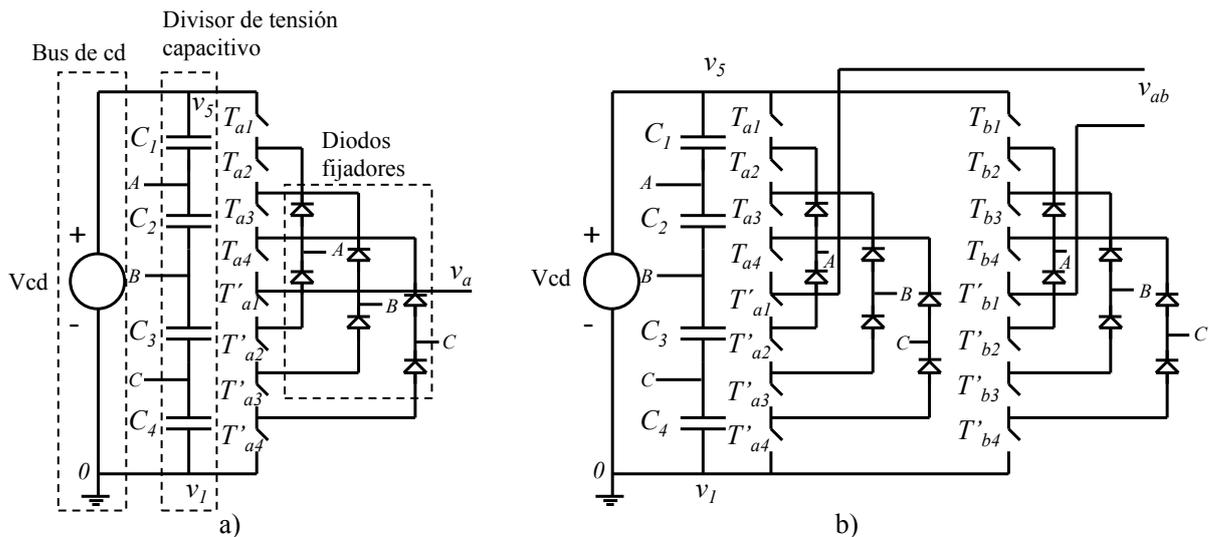


Figura 1.2: Estructura multinivel NPC. a) Un brazo b) Dos brazos

Tabla 1.1: Niveles de tensión de la estructura NPC y sus estados de conmutación

Tensión de salida $v_{ao}$	$T_{a1}$	$T_{a2}$	$T_{a3}$	$T_{a4}$	$T'_{a1}$	$T'_{a2}$	$T'_{a3}$	$T'_{a4}$
$\alpha_4 = v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{c4} = V_{cd}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$\alpha_3 = v_{c2} + v_{c3} + v_{c4} = 3V_{cd}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$\alpha_2 = v_{c3} + v_{c4} = V_{cd}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$\alpha_1 = v_{c4} = V_{cd}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$\alpha_0 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

### 1.2.2. Convertidor multinivel tipo multicelular serie o de condensadores flotantes - FC

Este tipo de estructura de conversión multinivel fue inicialmente propuesta en [5]. En este caso, la distribución equilibrada de la tensión de entrada, entre los semiconductores de potencia conectados en serie, se logra por medio de condensadores cargados a niveles de tensión diferentes, cuyo valor está definido por el lugar que ocupan en la estructura. En la Fig. 1.3 se muestra un puente inversor monofásico de cinco niveles tipo FC. Los interruptores,  $T_{a1}, T_{a2}, T_{a3}, T_{a4}, T'_{a1}, T'_{a2}, T'_{a3}, T'_{a4}$ , se controlan en pares, de manera complementaria. Así, la tensión vista por los interruptores abiertos será siempre la diferencia de las tensiones de dos condensadores adyacentes. La tensión de salida estará compuesta de una combinación de tensiones de los

condensadores individuales. Suponiendo que cada condensador tiene la misma especificación de tensión que la del dispositivo de conmutación, el bus de cd necesita de  $(\alpha - 1)$  condensadores si el convertidor es de  $\alpha$  niveles. La cantidad necesaria de condensadores por fase es  $n_c = \sum_{j=1}^{\alpha} (\alpha - j)$ . Así, para  $\alpha = 5$ ,  $n_c = 10$ . Aunque en muchas aplicaciones se pueden tener únicamente tres condensadores por fase, sabiendo que soportaran tensiones diferentes.

En los convertidores tipo FC, la síntesis de formas de onda es más flexible que en la estructura NPC. En estos convertidores se dispone de varios estados de conmutación para asegurar un mismo nivel de tensión a la salida del convertidor. Esta propiedad se conoce como redundancia de estados de conmutación. En la Tabla 1.2, se muestran los estados de conmutación y su correspondiente tensión de salida para un convertidor de 5 niveles. En ella se aprecian claramente los estados redundantes, así como la dependencia que tienen los niveles de tensión de salida, de las tensiones de los condensadores flotantes. En el puente inversor multinivel de cinco niveles de la Fig. 1.3 la tensión de fase  $v_{a0}$  tiene  $\alpha$  niveles (incluyendo el nivel de referencia, 0), y la tensión de línea  $v_{ab}$  tiene  $(2\alpha - 1)$  niveles. En el caso de configuraciones trifásicas, cada brazo es independiente, ya que cada uno tiene sus propios condensadores flotantes (no tienen elementos en común como en el caso NPC que comparten los condensadores del bus de cd).

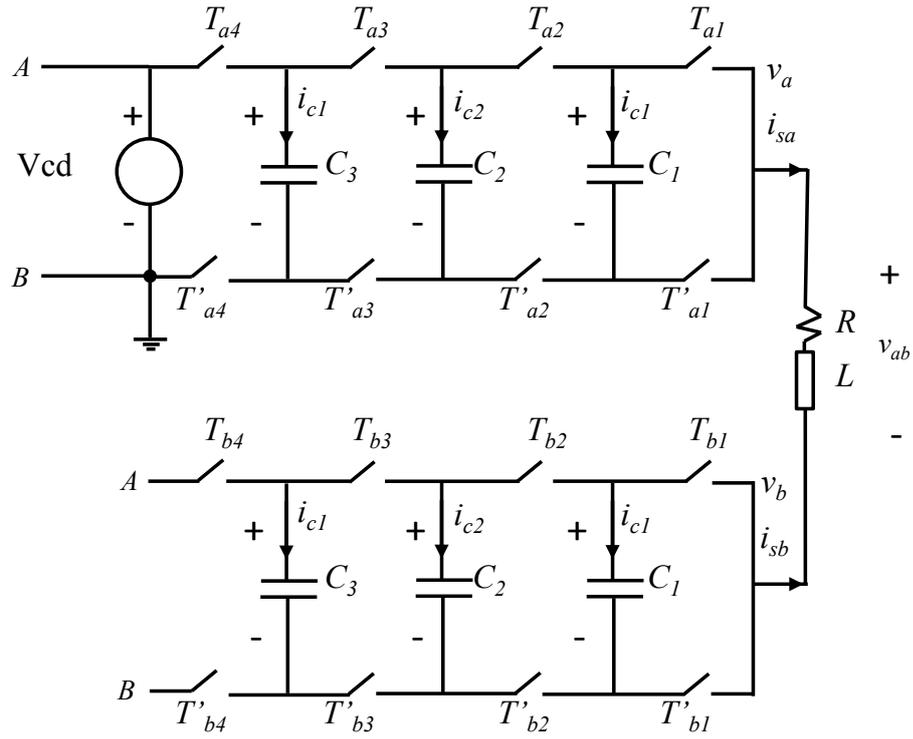


Figura 1.3: Estructura FC o multicelular serie, conexión de dos brazos.

Tabla 1.2: Niveles de tensión de un convertidor FC de 5 niveles y sus estados de conmutación

Tensión de salida $v_{ao}$	$T_{a1}$	$T_{a2}$	$T_{a3}$	$T_{a4}$	$T'_{a1}$	$T'_{a2}$	$T'_{a3}$	$T'_{a4}$
$\alpha_4 = V_{cd}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$\alpha_3 = v_{c3} - 3V_{cd}/4$	1	1	1	0	0	0	0	1
$\alpha_3 = V_{cd} - v_{c1} = 3V_{cd}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$\alpha_3 = V_{cd} - v_{c3} + v_{c2} = 3V_{cd}/4$	1	1	0	1	0	0	1	0
$\alpha_3 = V_{cd} - v_{c2} + v_{c1} = 3V_{cd}/4$	1	0	1	1	0	1	0	0
$\alpha_2 = V_{cd}/2$	1	1	0	0	0	0	1	1
$\alpha_2 = V_{cd} - v_{c2} = V_{cd}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$\alpha_2 = v_{c3} - v_{c2} + v_{c1} = V_{cd}/2$	1	0	1	0	0	1	0	1
$\alpha_2 = V_{cd} - v_{c3} + v_{c1} = V_{cd}/2$	1	0	0	1	0	1	1	0
$\alpha_2 = V_{cd} - v_{c3} + v_{c2} - v_{c1} = V_{cd}/2$	0	1	0	1	1	0	1	0
$\alpha_2 = v_{c3} - v_{c1} = V_{cd}/2$	0	1	1	0	1	0	0	1
$\alpha_1 = v_{c1} = V_{cd}/4$	1	0	0	0	0	1	1	1
$\alpha_1 = V_{cd} - v_{c3} = V_{cd}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$\alpha_1 = v_{c2} - v_{c1} = V_{cd}/4$	0	1	0	0	1	0	1	1
$\alpha_1 = v_{c3} - v_{c2} = V_{cd}/4$	0	0	1	0	1	1	0	1
$\alpha_0 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

### 1.2.3. Convertidor multinivel tipo Puentes H en cascada, CH-B

Una tensión de salida de tipo multinivel se puede lograr por medio de la conexión en cascada de al menos dos puentes H. Un brazo de inversor multinivel de tipo CH-B se forma por la conexión en cascada –algunos documentos lo manejan como conexión serie de puentes H– de varios inversores monofásicos de dos niveles alimentados con fuentes de cd aisladas e independientes. De esta manera, se puede sintetizar una determinada tensión a partir de varias fuentes separadas de cd que alimentan cada uno de los inversores monofásicos. Dichas fuentes pueden ser baterías, celdas de combustible o celdas solares, entre otras. La Fig. 1.4 muestra la estructura básica de un inversor monofásico tipo CH-B. Cada puente está alimentado por una fuente de tensión independiente de valor  $V_{cd}$ . Por lo tanto, a la salida de cada inversor se pueden tener tres niveles diferentes de tensión,  $+V_{cd}$ , 0 y  $-V_{cd}$ , según el estado de conmutación del inversor, tal cómo se muestra en la Tabla 1.3. De esta manera, la tensión total a la salida del brazo queda expresada en función del estado de conmutación de cada uno de los inversores que forman el brazo. Así, la tensión de fase, para el caso de tener  $j$  puentes H en serie, se puede expresarse como la suma algebraica de las tensiones de salida de cada uno de los puentes H, es decir,  $v_{an} = v_{o1} + v_{o2} + v_{o3} + \dots + v_{oj}$ . Si se tienen fuentes cd de valores idénticos, la tensión de salida estará conformada por niveles de tensión discretos de valor igual a  $V_{cd}$ . En algunas aplicaciones, las fuentes de cd se pueden reemplazar por condensadores cargados al valor de tensión deseado. Estas aplicaciones son aquellas en las que no hay un intercambio neto de energía entre el convertidor y el sistema al cual está conectado (la corriente de fase está adelantada o atrasada  $90^\circ$  con respecto a la tensión de fase). En este caso la tensión de salida del brazo será una combinación de las tensiones de los condensadores que aseguran la tensión de cd de los puentes H.

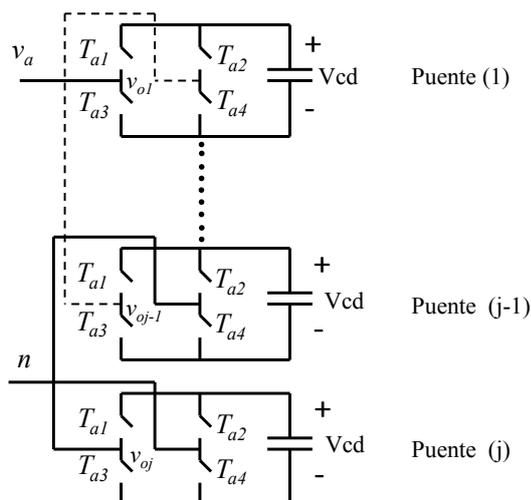


Figura 1.4: Estructura CH-B formada por  $j$  puentes H en cascada.

Tabla 1.3: Niveles de tensión de un puente monofásico y sus estados de conmutación

Tensión de salida $v_o$	$T_{a1}$	$T_{a2}$	$T_{a3}$	$T_{a4}$
0	0	0	1	1
-Vcd	0	1	1	0
+Vcd	1	0	0	1
0	1	1	0	0

### 1.3. Sobre la importancia y los retos de los convertidores multinivel

Las características de los convertidores multinivel han despertado gran interés en la comunidad científica e industrial. Se ha explorado su utilidad en aplicaciones donde se requieren tensiones elevadas, ver [7]-[10]. Por un lado, se logra habilitar el uso de convertidores estáticos en aplicaciones de media y alta tensión, usando componentes semiconductores de potencia (disponibles actualmente) que tienen especificaciones individuales de unos cuantos kV. Por otra parte, su aplicación implica tener las otras ventajas que brindan en cuanto a la mejora de la calidad

de las formas de onda sintetizadas, la reducción del estrés dieléctrico en los equipos, así como contar con convertidores cuya respuesta dinámica es superior a los tradicionales convertidores de 2 niveles.

Sin embargo, en la actualidad aún existen problemáticas que siguen siendo estudiadas, entre éstas se encuentran aspectos relacionados con:

- Los métodos de modulación multinivel para la síntesis de las formas de onda [11]-[22].
- La construcción de prototipos y la validación práctica de los resultados, ver [23]-[32].
- La exploración y evaluación de nuevas aplicaciones, ver [33]-[37], [69]-[84].
- El control de las variables internas del convertidor, específicamente de las tensiones de los condensadores que forman parte de las estructuras multinivel. En la literatura se reportan estrategias de balance natural [38]-[53] y de balance activo [54]-[62].
- La implementación de las estrategias de control de balance de tensión y regulación de corriente [63]-[69].

Algunos de los trabajos reportados exploran más de una problemática, siempre con el afán de hacer avanzar el conocimiento sobre los convertidores multinivel y sus aplicaciones. En este sentido, a continuación se presenta una discusión sobre algunos de los trabajos reportados en la literatura, relacionados con algunas de las aplicaciones de los convertidores multinivel, lo cual nos servirá para enmarcar la investigación desarrollada en esta tesis.

### 1.3.1. Los convertidores multinivel aplicados al control y compensación de redes eléctricas

Una de las aplicaciones naturales de los convertidores multinivel es la compensación y el control de redes eléctricas. Lo anterior gracias a su capacidad para el manejo de niveles de tensión elevados, y su consiguiente capacidad para el manejo de cantidades elevadas de potencia. Algunos trabajos están relacionados con aplicaciones de compensación de armónicos y de potencia reactiva [70]-[73]. En [70], se utiliza el convertidor multinivel FC como un compensador serie en sistemas eléctricos de potencia. Éste sirve como una fuente de tensión que suministra la tensión en cuadratura de fase con la corriente. Por un lado, la regulación de la tensión de los condensadores se realiza aprovechando la redundancia de estados. Por el otro, tanto la regulación de la tensión de entrada al convertidor, como la regulación de la tensión de suministro a la red, se realiza mediante el uso de controladores lineales del tipo proporcional-integral (PI). Este planteamiento presenta un buen desempeño, sin embargo no se establece una metodología de análisis para el control activo de las tensiones en los condensadores mediante los estados redundantes, y en cuanto al diseño del controlador no se considera el modelo instantáneo del convertidor. En [71], se incorpora un convertidor multinivel de tipo FC como acondicionador paralelo de una red eléctrica, es decir, la inyección de corriente se realiza en cuadratura de fase con la tensión de línea. Se analizan los esquemas de compensación de potencia reactiva, supresión de frecuencias armónicas y el balanceo de cargas. El balance de tensión de los condensadores se realiza mediante la redundancia de estados, valiéndose del método de modulación PWM con desfasamiento de fase, PS-PWM, por sus siglas en inglés “Phase Shifted Pulse Wide Modulation”, (más adelante se describirá con detalle esta técnica). La regulación de la corriente inyectada a la red eléctrica se lleva a cabo mediante un controlador PI. En este trabajo, no se utiliza el modelo instantáneo del convertidor, por lo tanto el controlador se realiza usando técnicas tradicionales, sin explotar o tomar en cuenta la dinámica continua y discontinua que

posee el convertidor. En [72], se utiliza al convertidor multinivel como compensador de una red eléctrica. La compensación propuesta es de tipo serie/paralelo, y al igual que los dos casos descritos anteriormente, se utiliza un controlador del tipo PI para controlar la corriente y/o la tensión de compensación requeridas por el sistema. En cuanto al balance de la tensión de los condensadores, éste se realiza mediante la redundancia de estados, pero no se especifica el procedimiento de selección. Tampoco se toma en cuenta el modelo instantáneo del convertidor.

En [73], se presenta un esquema de transmisión de alta tensión en corriente directa (HVDC por sus siglas en inglés, “High-Voltage Direct Current”), basado en convertidores de tipo FC. Se propone una combinación de controladores basados en la modulación PWM. El primero de ellos, se denomina en el documento como, Eliminación Selectiva de Armónicos (SHE por sus siglas en inglés “Selective Harmonic Elimination”), que opera durante condiciones normales del sistema, valiéndose de la propiedad de balance natural para mantener el control de las variables internas del convertidor. El segundo, se basa en un esquema de modulación de tipo PS-PWM que opera en condiciones de falla de la red, y que opera bajo un esquema de balance activo para mantener la tensión en los condensadores. Es decir, se propone un método que conmuta entre una estrategia de balance natural y otra de balance activo. Mas adelante se explicará el principio que rige a cada una de estas estrategias. En cuanto a las variables de compensación requeridas por la red eléctrica, se utiliza la descomposición de la corriente y la tensión en componente de directa y de cuadratura, D-Q, y se utiliza un controlador PI para controlar los requerimientos de corriente activa y reactiva en la red. En este estudio tampoco se considera el modelo instantáneo del convertidor y no se especifica el método de selección de los estados redundantes.

En [81], se presenta un análisis de un controlador por retroalimentación de estados de un compensador estático de VARs mediante el uso de dos tipos de inversores multinivel. Son utilizadas las estructuras FC y NPC para llevar a cabo la compensación y se hace un análisis

comparativo entre las dos topologías. En cuanto a la estructura FC se utiliza la redundancia de estados en el control de la tensión de los condensadores, sin embargo no se presenta evidencia de la metodología para la selección de los estados. Cabe destacar que para generar la señal de tensión de referencia se utiliza un controlador de corriente por histéresis presentado previamente en [69]. En este último documento, el convertidor multinivel FC se utiliza como un compensador en paralelo de potencia reactiva en un sistema de distribución; la señal de corriente de referencia se genera considerando la teoría de componentes simétricas instantáneas, la regulación de la tensión en el bus de cd se realiza mediante un controlador PI y la regulación de la tensión de los condensadores se realiza usando la redundancia de estados, sin embargo no se especifica el método de selección.

Otras investigaciones relacionadas con la compensación de redes eléctricas de distribución, se enfocan en estudiar el desempeño de compensadores basados en inversores de dos niveles. Por ejemplo, existen trabajos relacionados con la compensación dinámica de potencia reactiva en sistemas de distribución [74]-[81]. En [74]-[77] el trabajo se centra en mejorar la respuesta transitoria de los controladores PI, que convencionalmente son utilizados para estas aplicaciones. Otros trabajos reportados relativos a la compensación en redes de distribución [78]-[80], centran su estudio en la resolución de la problemática que se presenta en el inversor cuando existe un desbalance de cargas, propio de la red eléctrica de distribución. Estas mismas aplicaciones se pueden realizar a través del uso de convertidores multinivel. En este caso habrá que incluir la dinámica propia de las variables internas del convertidor, y contemplar su regulación, además de la regulación de las corrientes y tensiones de compensación requeridas por el sistema eléctrico.

Otros trabajos relacionados con convertidores multinivel, tratan aplicaciones como el control directo de par de motores [82], y métodos de modelado y análisis para dispositivos de transmisión flexible de corriente alterna en sistemas de distribución, DFACTS por sus siglas en inglés “Distributed-Flexible AC Transmission Systems” [83]-[84], con el uso de convertidores de

dos o tres niveles.

Al analizar las referencias descritas se observa que para cualquier aplicación es indispensable contar con una estrategia para el control de las variables internas del convertidor, y otra de control externo, es decir para la variable de salida. En ese sentido, este proyecto de investigación busca contribuir en esta línea de trabajo. Así, el objetivo principal es establecer una metodología de análisis y diseño de controladores basada en la teoría de sistemas híbridos, dada la naturaleza continua y discontinua del convertidor. A su vez, se buscará incluir en un solo controlador la dinámica interna y externa, de tal manera que se garantice la operación correcta y segura del convertidor bajo cualquier aplicación. Este trabajo se centrará en el convertidor tipo FC debido a la independencia que presenta el control de cada brazo en caso de configuraciones trifásicas. Además, debido a la propiedad de redundancia de estados que presenta esta estructura, el control interno puede explotar esta propiedad. A continuación, se describe con mayor detalle la motivación del porqué realizar este estudio.

### **1.3.2. Motivación**

Las características de los convertidores multinivel harán que estos se conviertan en convertidores de uso común en aplicaciones de media y alta tensión, lo cual permitirá mejorar el desempeño de redes de transmisión y de distribución de energía y de dispositivos electromecánicos. Como se mencionó, el menor contenido armónico de las formas de onda multinivel aumenta la eficiencia de estos sistemas y reduce los efectos nocivos para los aislantes de los equipos. También se puede mejorar la respuesta dinámica de los sistemas, dado que se dispone de varios valores discretos para las variables de actuación, considerando que en los convertidores convencionales solo se dispone de dos valores (positivo, cero) o tres, si se considera un tercer valor negativo. Más aún, considerando las limitaciones de tensión de los dispositivos semiconductores actuales, las configuraciones multinivel son por el momento la mejor opción

para habilitar el uso de convertidores estáticos en aplicaciones donde los niveles de tensión sean elevados, sin usar transformadores, lo cual reducirá los costos totales del sistema de conversión. En el estado actual, aún se requiere desarrollar estrategias de control para las variables internas de los convertidores multinivel, las cuales deben de ser confiables y eficientes. La confiabilidad se logrará en la medida en que su implementación sea simple, lo cual se podría lograr con la explotación de algunas propiedades inherentes a las estructuras, como lo es la redundancia de estados interna (balance activo) o explotando algunas propiedades de auto-control (balance natural) de las tensiones usando circuitos resonantes (balance natural asistido), especialmente con configuraciones de condensadores flotantes.

Por otro lado, el uso de estrategias basadas en la teoría de sistemas no lineales y/o sistemas híbridos podría ayudar a mejorar el análisis y el diseño de controladores para estos sistemas. Lo anterior, debido a la naturaleza compleja y no lineal de los convertidores estáticos. Por una parte, presentan características discretas y no lineales y por otra, tienen asociadas partes con naturaleza continua (por ejemplo las cargas o la red eléctrica). Entonces, incorporar en el modelado la dinámica completa del sistema, podría ser ventajoso para el estudio del sistema. En este sentido, la teoría de sistemas híbridos y el enfoque de los sistemas de eventos discretos, serán considerados en este trabajo de investigación. Empleando estas herramientas de análisis, se propondrán estrategias de control para sistemas de conversión basados en el convertidor multicelular serie.

Partiendo de esta idea, a continuación se presenta un análisis de los trabajos relacionados al control interno y externo de las variables en los convertidores multinivel del tipo FC.

## 1.4. Trabajos relacionados al control interno y externo del convertidor multinivel tipo FC

Con respecto a las estrategias de control para convertidores multicelulares, los trabajos reportados en la literatura se pueden clasificar en dos grupos, las estrategias en lazo abierto y las estrategias en lazo cerrado. Las de lazo abierto basan su funcionamiento en la propiedad de balance natural. Diversos estudios [38]-[43], muestran que el balance natural tomará lugar si el convertidor está controlado con una estrategia de modulación por ancho de pulso, que asegure la aplicación de un patrón simétrico de pulsos para todas las celdas de conmutación. La dinámica de balance natural de tensión puede ser mejorada por distintos medios. En [44]-[47], se probó que al utilizar un circuito resonante RCL en paralelo con la carga, se puede mejorar la dinámica del balance natural de tensión. Otra manera de mejorar esta dinámica se basa en la modificación de la técnica de cambio de fase de la modulación por ancho de pulso PS-PWM [48]-[53]. Este tipo de enfoques son relativamente sencillos, sin embargo cuando son adicionados circuitos auxiliares, las pérdidas se incrementan y además es necesario considerar, tanto la complejidad del hardware, como el costo. Si se utiliza una secuencia modificada PS-PWM, se requieren mayores esfuerzos para la implementación y la simplicidad deja de ser una característica distintiva de esta estrategia. En cuanto a las técnicas de control de lazo cerrado o activas, éstas buscan mejorar la dinámica del balance mediante estrategias de control en lazo cerrado. En estrategias de control de lazo cerrado, se mide o se estima la variable controlada (por ejemplo, tensión de los condensadores) y se compara con un valor de referencia. Posteriormente, en función del error obtenido, se produce una señal de control para accionar los dispositivos semiconductores del convertidor y mantener la tensión de los condensadores cerca de sus valores de referencia, [55]-[61]. En [55], se presenta una técnica PS-PWM modificada y se utiliza la redundancia de los estados de conmutación, así como un ajuste en los tiempos de conmutación para mantener el balance de tensión en los condensadores. En [56], se utiliza un

modelo linealizado del convertidor para desarrollar un control activo, también se incorpora un observador para estimar los voltajes del capacitor. Posteriormente en [57, 58], se implementa un control de corriente predictivo utilizando una tabla de estados en la que se selecciona la secuencia adecuada para balancear las tensiones de los condensadores. En [59], se modifican las señales originales de modulación mediante la adición de una pequeña onda cuadrada, de tal manera que se regulan las tensiones de los condensadores. En [60] se utiliza un algoritmo de control predictivo considerando un modelo no lineal, y en [61], se propone un método de modulación estándar en conjunto con un selector de estados redundantes para balancear las tensiones de los condensadores, adicionalmente se describe un método de balance que se basa en la modificación individual de las modulantes sinusoidales. Otras estrategias en lazo cerrado que utilizan la redundancia de estados han sido desarrolladas. Por ejemplo, en [62], se evalúa cada estado redundante mediante una función de costo y se selecciona el estado que minimice dicha función. La desventaja de esta estrategia es que el costo computacional se incrementa cuando el número de niveles incrementa. En [63, 64], se utilizan los estados redundantes para regular las tensiones de los condensadores y la corriente de salida. En [63], se genera la referencia de tensión mediante un control de corriente por histéresis y se corrigen las tensiones de los condensadores utilizando estados redundantes en cada cambio de nivel. Este método presenta buen desempeño, sin embargo, con cargas altamente inductivas se incrementa el tiempo entre conmutaciones sucesivas provocando grandes variaciones en las tensiones de los condensadores. Esta técnica se mejora en [64], donde se controla el tiempo máximo entre conmutaciones para limitar el cambio de tensión en los condensadores.

De las referencias enunciadas en el párrafo anterior, algunos esquemas de control en lazo cerrado se enfocan en controlar únicamente las tensiones de los condensadores [55, 56, 61], mientras que otros esquemas contemplan, simultáneamente, tanto el balance de tensión de los condensadores, como el seguimiento de la corriente de referencia [57, 58, 59, 60, 62, 63, 64, 67, 68, 69].

Con respecto a la regulación de corriente, se encuentran propuestas basadas en controladores tradicionales, como el compensador proporcional-integral (PI). En [57], se utiliza un modelo linealizado para desarrollar el control activo con un regulador PI para el seguimiento de corriente. En [62], se utiliza un compensador PI para controlar la corriente de salida y mediante la modulación por ancho de pulso estándar se sintetiza el vector de tensión que asegura la referencia de corriente. En el mismo documento, se evalúa una función de costo para cada vector de tensión redundante y se selecciona el que minimiza dicha función.

En otros trabajos se han propuesto controladores predictivos [58]-[60]. En [58], el seguimiento de la corriente se consigue mediante la predicción de la tensión promedio de salida que asegure la referencia de corriente. La tensión promedio se obtiene controlando la duración de una secuencia de estados de conmutación, y las tensiones de los condensadores se regulan mediante la redundancia de estados. Esta técnica se mejora en [59], donde las conmutaciones de los interruptores se limitan a una, por periodo de muestreo. Otro algoritmo de control predictivo se utiliza en [60] donde se considera un modelo no lineal. En cada tiempo de muestreo, los errores del seguimiento de corriente y de tensión se evalúan en una función de costo. Entonces, se selecciona la combinación del mejor estado de conmutación, es decir, aquél que minimiza esta función. Tanto los esquemas con compensadores PI, como los predictivos, requieren un pleno conocimiento de los parámetros del convertidor, por lo que las incertidumbres paramétricas pueden provocar un pobre desempeño de estos controladores.

Además de los esquemas antes mencionados, otros esquemas propuestos se basan en controladores por histéresis [63]-[69],[65, 66]. Su popularidad se justifica ya que presentan un muy buen desempeño dinámico –incluso ante incertidumbres paramétricas o variación en los parámetros– y una sencilla implementación. En general, este tipo de controladores utilizan la histéresis para la regulación de corriente y la redundancia de estados para asegurar el balance de la tensión en los condensadores. En [63], la referencia de tensión se genera con un controlador de corriente por

histéresis y las tensiones de los condensadores se regulan con la redundancia de los estados de conmutación. En [64], se controla el tiempo máximo entre conmutaciones para limitar el cambio de tensión en los condensadores. En [67], se consigue el seguimiento de corriente con el uso de un compensador de tensión PI y se utilizan dos bandas de histéresis para prevenir problemas de inestabilidad. En [68], se presenta un controlador de corriente por histéresis y se implementa una máquina de estados para balancear las tensiones de los condensadores. También en [69], se utiliza un controlador de corriente con dos bandas de histéresis, en conjunto con una estrategia de redundancia de estados, para una aplicación de compensación paralelo de potencia reactiva. Otras técnicas, promueven el uso de múltiples bandas de histéresis para el control de corriente [66], mientras que otras propuestas están limitadas a convertidores de 3 niveles como en [65], donde además se propone un controlador de corriente por histéresis pero en convertidores del tipo NPC.

#### **1.4.1. Discusión sobre los trabajos relacionados al control interno y externo de las variables del convertidor FC**

De los trabajos reportados, se puede ver que no han sido explorados esquemas que contemplen modelos autómatas para el diseño de estrategias de control en convertidores multicelulares. En este sentido, este trabajo de investigación se enfocará en el diseño de estrategias de control basadas en conceptos y herramientas de modelado usando autómatas híbridos, y mediante el enfoque de los sistemas de eventos discretos. La premisa de la que partimos considera que con el uso de estas herramientas se obtendrán beneficios en el estudio del convertidor multicelular, aunado a que un planteamiento de este tipo, nos permitirá definir una metodología de análisis para diseñar y validar estrategias de control interno y externo. Además de esto, mediante la incorporación del concepto de estabilidad en el sentido de Lyapunov, en el análisis que propondremos, se buscará garantizar la convergencia de las variables de interés a los valores deseados,

bajo las reglas de conmutación que plantearemos. Por último, con este enfoque se buscará integrar en un sólo sistema de control, el balance de tensión de los condensadores (control interno) y la regulación de la corriente a la salida del convertidor (control externo). Todo este trabajo se validará en un banco de pruebas experimental (prototipo de laboratorio), considerando un seguimiento de corriente, ya que esta prueba engloba cualquier aplicación. Enseguida se definen los objetivos específicos de este trabajo.

## 1.5. Objetivos

### 1.6. Objetivo general

- Desarrollar estrategias de control para el convertidor multicelular serie desde el punto de vista de los sistemas híbridos.

### 1.7. Objetivos particulares

1. Diseñar una estrategia de control que regule la tensión de los condensadores flotantes del convertidor multicelular.
2. Establecer una metodología de selección de los estados de conmutación basada en el análisis de los estados redundantes.
3. Establecer una metodología que nos permita verificar la estabilidad de la estrategia de balance de tensión.
4. Integrar el modelo instantáneo del convertidor y su regla de conmutación en un esquema de control denominado *automatización híbrida*.

5. Proponer un esquema de control para convertidores multicelulares basado en el enfoque de los sistemas de eventos discretos.
6. Verificar la estabilidad del segundo esquema de control propuesto.
7. Realizar la validación experimental de ambas estrategias de control.

## 1.8. Estructura de la Tesis

La Tesis está compuesta por 6 capítulos. En el Capítulo 2, se tratan los conceptos básicos para representar un sistema híbrido, se exploran los modelos autómatas clásicos y el enfoque de los sistemas de eventos discretos. En el Capítulo 3, se introducen los principales métodos que existen en la literatura para verificar la estabilidad de los sistemas híbridos. En el Capítulo 4 se presenta el diseño de una estrategia de balance de tensión de los condensadores de un convertidor multicelular serie, y se sintetiza el modelo instantáneo del convertidor y su regla de conmutación utilizando un modelo autómata clásico. Posteriormente, en el capítulo 5, se propone un esquema de control para convertidores multicelulares basado en el enfoque de los sistemas de eventos discretos. Esto se lleva a cabo unificando el control de corriente y el control de tensión de los condensadores, en un esquema que basa su funcionamiento en dos redes de Petri. Finalmente en el Capítulo 6, se presentan las conclusiones generales del trabajo de investigación, así como los trabajos futuros.

# Capítulo 2

## Representación de sistemas híbridos

### 2.1. Resumen

En este capítulo se presentan los conceptos básicos para representar un sistema híbrido (entendiendo por sistema híbrido a aquel sistema que combina en su operación una dinámica de tiempo continuo y otra de tiempo discreto). Se explica la relación de este tipo de sistemas con los sistemas de electrónica de potencia. Posteriormente, se explora una alternativa de representación de un sistema híbrido mediante el enfoque de los sistemas de eventos discretos (DEVs por sus siglas en inglés “Discrete Event Systems”). Esta herramienta se denomina redes de Petri. Por último, se presentan las conclusiones donde se contrasta el funcionamiento de los sistemas autómatas convencionales con las redes de Petri.

## 2.2. Introducción

Históricamente los científicos e ingenieros han estudiado fenómenos naturales asociados a cantidades tales como desplazamiento, velocidad, aceleración, presión, temperatura, velocidades de flujo de gases, etc. Estas cantidades se consideran como variables continuas debido a que pueden tomar cualquier valor real mientras el tiempo evoluciona “continuamente”. Basándose en este hecho, se cuenta con un vasto conjunto de herramientas matemáticas y técnicas para modelar, analizar y controlar los sistemas que nos rodean.

Con la proliferación de nuevas tecnologías, tales como redes de computadoras y sistemas de control automatizados, se han incorporado nuevos sistemas dinámicos. Estos sistemas tienen la característica de que su operación está determinada por la interacción de fenómenos continuos y de eventos discretos. De aquí la definición de sistemas híbridos.

Un sistema híbrido, desde el punto de vista de la teoría de control, es un sistema que combina en su operación una dinámica de tiempo continuo y otra de tiempo discreto. Se han desarrollado modelos formales y métodos para controlar este tipo de sistemas, cuyo propósito es representar con mayor precisión su operación y control. En este sentido, surge la automatización híbrida como una solución que integra diversos modelos tales como ecuaciones diferenciales y máquinas de estados en un sólo formalismo con una semántica matemática uniforme [85].

En este caso de estudio se explota la utilidad de esta herramienta para analizar y diseñar estrategias de control para circuitos de electrónica de potencia.

Un circuito de electrónica de potencia está compuesto de tres grupos de componentes: fuentes de corriente o de tensión, elementos lineales (resistores, condensadores e inductores), y elementos no lineales actuando como interruptores. En un circuito con  $k$  interruptores, existen  $2^k$  posibles estados discretos. Sin embargo, en la práctica no todos pueden ser utilizados, generalmente por consideraciones de seguridad.

Por otro lado, dada la naturaleza de los elementos de un circuito de electrónica de potencia, cada sistema resultante, después de la aplicación de un estado discreto, tiene la propiedad de ser lineal. Partiendo de este escenario, cada estado discreto representa una entrada al sistema. Estas transiciones discretas no necesariamente son determinadas por una ley de control. Algunas de ellas son dictadas por las características físicas de los elementos de conmutación y por la evolución de las tensiones y corrientes del circuito.

### 2.2.1. Planteamiento de un sistema híbrido

Sea  $X \subseteq R^n$ , un espacio de estados continuos y  $Q = \{q_1, \dots, q_N\}$  un conjunto finito de estados discretos. El espacio de estados continuos especifica los posibles valores de los estados continuos para todo  $q$ , donde  $q \in Q$  representa la configuración de cada subsistema en el sistema global. Considerando múltiples subsistemas lineales, la dinámica de cada uno de ellos, puede ser modelada mediante ecuaciones diferenciales de la forma

$$\dot{x}(t) = f_q(x(t)) = A_q x(t) + b_q \quad (2.2.1)$$

donde  $x \in X$ ,  $A_q \in R^{n \times n}$ ,  $b_q \in R^{n \times 1}$ . Por lo tanto, se puede definir  $I(q) \subseteq X$  como un subconjunto del espacio de estados continuos donde la dinámica de  $f_q$  puede ser aplicada.

El cómo y cuando son impuestas las transiciones discretas es el punto clave en el diseño de circuitos de electrónica de potencia. A continuación son definidos algunos conceptos [86].

### 2.2.2. Definición 1. Modo

Un modo, denotado como  $M_q$  donde  $q \in Q$ , es la operación del sistema 2.2.1, por ejemplo,  $\dot{x}(t) = f_q(x(t)) = A_q x(t) + b_q$ , mientras  $x \in I(q)$  con  $I(q) \subseteq X$ .

Dado un determinado estado discreto no siempre es posible visitar otros estados discretos. Por lo tanto, es utilizado  $E \subseteq Q \times Q$  para definir la colección de transiciones discretas permitidas o factibles. Para cada plaza o lugar  $e = (q, q') \in E$ , la condición de conmutación es definida mediante  $G : E \rightarrow 2^X$  que asigna a cada plaza una condición de guarda o restricción. Dada la colección de modos, plazas y guardas, es posible formar un autómata híbrido, el cual se define a continuación.

### 2.2.3. Automatización híbrida

Una automatización híbrida es una colección  $H = (Q, X, f, I, E, G)$ , donde  $Q = \{q_1, \dots, q_N\}$  es un conjunto de estados discretos;  $X \subseteq R^n$  es el espacio de estados continuos;  $f : Q \rightarrow (X \rightarrow R^n)$  asigna a cada estado discreto un campo vectorial continuo Lipschitz en  $X$ ;  $I : f : Q \rightarrow 2^X$  asigna a cada  $q \in Q$  un conjunto invariante.  $E \subseteq Q \times Q$  es una colección de transiciones discretas;  $G : E \rightarrow 2^X$  asigna a cada  $e = (q, q') \in E$  una condición de guarda. De lo anterior, se plantea que es posible manipular la evolución de los estados continuos mediante cambios en los estados discretos. Una condición de resguardo puede ser especificada para señalar cuando ocurre un cambio. Una vez que el estado continuo alcanza dicha condición de resguardo, se puede tomar una decisión para saltar a otro estado discreto. Debido a que el estado continuo  $x$  está globalmente definido, no hay restablecimiento en los valores de las variables continuas. Por lo tanto, el objetivo para circuitos electrónicos de potencia, es determinar las condiciones de resguardo entre los estados discretos de manera que las trayectorias del sistema satisfagan los criterios de rendimiento dados.

Derivado de lo anterior, se plantean las siguientes problemáticas:

**Problema 1** (*Síntesis del conjunto de estados seguros para el sistema*). Dada una colección de modos  $M_q$  para  $q \in Q$ , las fronteras definidas por  $E \subseteq Q \times Q$ , y la propiedad de seguridad  $\Delta F$ , determinar si existen resguardos definidos por  $G$  para todo  $e \in E$ , tal que si  $x(t) \in F$  para  $t \leq 0$ , entonces  $x(t) \in F$  para  $t \geq 0$ . Si es así, sintetizar las condiciones de resguardo y la automatización híbrida resultante  $H$ .

Lo que se busca es obtener un conjunto de seguridad máximo,  $W \subseteq F$ , que satisfaga la propiedad de seguridad  $\Delta W$ . Si  $x(t) \in W \subseteq F$  para  $t \geq 0$ . Si  $W$  existe y puede ser calculado, se puede solucionar el problema de síntesis.

En general, el conjunto seguro  $W$  puede tener una forma arbitraria que depende de la dinámica del sistema. Sin embargo, con el fin de determinar con precisión las condiciones de conmutación, se busca una forma explícita para describir los límites del conjunto seguro. Por otro lado, se busca que las condiciones de conmutación puedan ser calculadas efectivamente. Así, se propone el uso de una "bola cerrada" para especificar el conjunto seguro.

**Problema 2** (*Síntesis del conjunto de estados seguros en sistemas de electrónica de potencia*). Dada una colección de modos  $M_q$  para  $q \in Q$ , una propiedad de seguridad  $\Delta F$  y un conjunto de puntos  $x_d \in F$ , determinar si existe  $\delta > 0$ , tal que  $B_{x_d}(\delta) \subseteq F$  y

$$\forall x \in \partial B_{x_d}(\delta) \exists q \in Q, \text{ tal que, } \langle x - x_d, f_q \rangle \leq 0 \quad (2.2.2)$$

donde  $B_{x_d}(\delta) = \{x \in R^n : \|x - x_d\|_2 \leq \delta\}$

Una vez que una "bola de seguridad" es obtenida, es posible derivar la condición de resguardo estableciendo un modo que conduzca a un estado continuo dentro de la bola. Para cada punto inicial dentro de la bola, la trayectoria permanecerá en  $F$ . Para puntos dentro de la bola,

cualquier estado discreto es apropiado ya que la propiedad de seguridad es de interés sólo en el límite de la bola.

#### 2.2.4. Síntesis de control

La síntesis de control forma parte del planteamiento de un sistema híbrido y busca garantizar la propiedad de seguridad  $\Delta F$ , donde  $F$  es denominado el conjunto admisible, y representa la especificación dada por el diseñador. En una simple formulación,  $F$  es un conjunto rectangular determinado por los valores tolerados mínimos y máximos de cada variable de estado.

#### 2.2.5. Modelado

Como se mencionó en la sección 2.2.1, los modelos híbridos para circuitos de electrónica de potencia capturan el comportamiento exacto del circuito. Para ejemplificar esto, consideremos el modelado de un convertidor elevador de tensión cd-cd o boost, cuyo diagrama se muestra en la Fig. 2.1. Considerando el modo de conducción continua, existen dos estados discretos, 1)  $T_1$  activado y  $T_2$  desactivado y 2)  $T_1$  desactivado y  $T_2$  activado. Si se le llama  $q_1$  y  $q_2$ , respectivamente, se tiene  $Q = \{q_1, q_2\}$  y  $E = \{(q_1, q_2), (q_2, q_1)\}$ . El estado del sistema es definido por  $x = [i_L \ v_0]^T$ , y proporciona las ecuaciones de estado para  $q_i$  ( $i = 1, 2$ ) en la forma de la ecuación 2.2.1, donde

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad b_1 = b_2 = b = \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Para simplificar la notación anterior, es posible utilizar,  $f_i$  por  $f_{q_i}$ ,  $A_i$  por  $A_{q_i}$  y  $b_i$  por  $b_{q_i}$  y se define un conjunto finito de estados discretos  $\Lambda = \{1, \dots, N\}$  e  $I_1 = I_2 = X = R^2$ . Para la implementación, y con el fin de desacoplar la lógica discreta de la dinámica continua, la automatización híbrida se puede descomponer en dos autómatas híbridos  $H_1$  y  $H_2$ .  $H_1$  es la

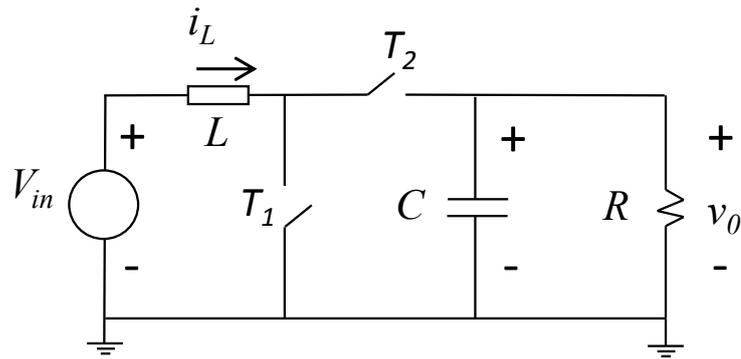


Figura 2.1: Convertidor elevador convencional CD-CD o boost

máquina de estados finita que gobierna las transiciones discretas. Estas transiciones dependen de la señal continua  $x$  de  $H_2$ , mientras  $H_2$  acepta el símbolo discreto  $\sigma \in \Sigma$  de  $H_1$  y el estado continuo  $x$  evoluciona en consecuencia. El sistema se muestra en la Fig. 2.2.

Otra manera de representar un sistema híbrido es mediante el enfoque de los sistemas de eventos discretos. Para el caso de estudio que pretendemos abordar, las redes de Petri aparecen como una herramienta de análisis y modelado muy eficiente para circuitos de electrónica de potencia.

## 2.3. Redes de Petri [87]

### 2.3.1. Introducción

Las redes de Petri aparecieron como una alternativa para modelar sistemas híbridos mediante el uso de modelos autómatas. Esta herramienta está relacionada a los sistemas autómatas debido a que representa explícitamente cada función de transición y manipula los eventos de acuerdo a ciertas reglas. Esto permite la representación de sistemas de eventos discretos generales cuya operación depende de esquemas de control potencialmente complejos. Al menos para

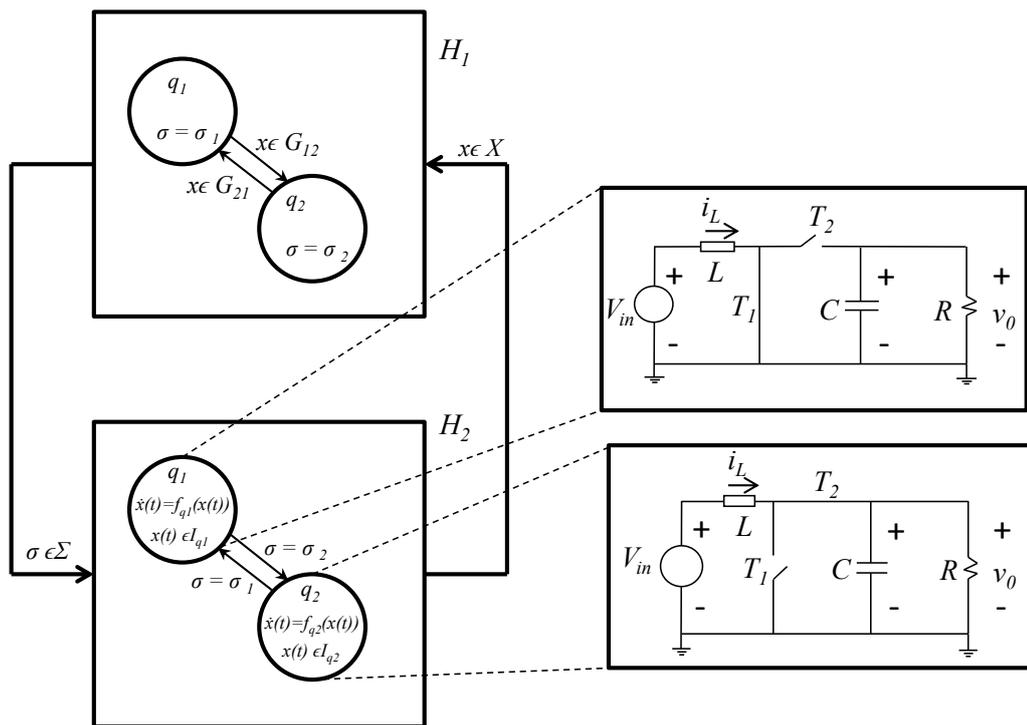


Figura 2.2: Convertidor elevador CD-CD modelado con la composición de dos autómatas híbridos donde  $H_1$  gobierna la evolución discreta y  $H_2$  gobierna la evolución continua.

sistemas pequeños, la representación se lleva a cabo de manera gráfica dando lugar a lo que se conoce como grafos de la red de Petri. Los grafos de una red de Petri son intuitivos y capturan gran cantidad de información acerca del sistema. Otra motivación para considerar modelos basados en redes de Petri es la diversidad de técnicas de análisis que han sido desarrolladas para analizarlas. Por último, cabe mencionar que esta herramienta de control mantiene una línea de investigación activa ya que existen técnicas para sintetizar controladores que se aprovechan de las propiedades estructurales de las redes de Petri. En este caso de estudio exploraremos la inclusión de las redes de Petri como método de modelado para circuitos de electrónica de potencia, específicamente del convertidor multicelular serie.

### 2.3.2. Red de Petri básica

El proceso de definición de una red de Petri involucra dos pasos. Primero, se define la estructura de la red de Petri, la cual es análoga al diagrama de transición de estados de un autómata. Posteriormente, se adiciona a la estructura un estado inicial, un conjunto de estados marcados denominado marcación, y una función de transición etiquetada, resultando en un modelo de una Red de Petri completo.

### 2.3.3. Notación y definiciones en una red de Petri

En las redes de Petri, los eventos son asociados con transiciones. Para que una transición ocurra, diversas condiciones tienen que ser satisfechas. La información relacionada con estas condiciones es contenida en *plazas*. Algunas de las cuales son vistas como “entradas” a la transición; estas son asociadas con las condiciones requeridas para que esta transición ocurra. Otras plazas son vistas como las salidas de la transición; estas son asociadas con condiciones que son afectadas por la ocurrencia de esta transición. Transiciones, plazas y ciertas relaciones entre ellas definen los componentes básicos de un grafo de una red de Petri. Un grafo de una red de Petri tiene dos tipos de nodos, plazas y transiciones, y arcos que los conectan. Es decir, se tienen grafos bipartitas en el sentido que los arcos no pueden conectar directamente nodos del mismo tipo; los arcos conectan nodos de plazas a nodos de transición y nodos de transición a nodos de plaza. La definición precisa de una red de Petri se presenta a continuación.

### 2.3.4. Definición 2. Grafo de una Red de Petri

Una grafo de una Red de Petri (o estructura de una Red de Petri) es un grafo bipartita ponderado,  $(P, T, A, w)$ , donde

- $P$  es el conjunto finito de plazas (primer tipo de nodo en la estructura).
- $T$  es el conjunto finito de transiciones (segundo tipo de nodo en la estructura).
- $A \subseteq (P \times T) \cup (T \times P)$  es el conjunto de arcos que van de las plazas a las transiciones y de las transiciones a las plazas.
- $w : A \rightarrow \{1, 2, 3, \dots\}$  es la función que asigna una *ponderación* o *peso* a cada arco.

Normalmente se representa al grupo de plazas mediante  $P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ , y al grupo de transiciones por  $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$ ; por lo tanto,  $|P| = n$  y  $|T| = m$ . Un arco típico se representa de la forma  $(p_i, t_j)$  o  $(t_j, p_i)$ , y la ponderación relacionada a un arco es un entero positivo.

Se puede ver que un grafo de una red de Petri es más elaborado que el diagrama de transición de estados de un modelo autómatas. En primer lugar, los nodos de un diagrama de transición de estados corresponden a los estados seleccionados de un solo conjunto  $X$ . En un grafo de una red de Petri, los nodos son plazas seleccionadas del conjunto  $P$ , o transiciones seleccionadas del conjunto  $T$ . En segundo lugar, en un diagrama de transición de estados existe un sólo arco para cada evento que causa una transición de estado. En un grafo de una red de Petri, son permitidos múltiples arcos para conectar dos nodos, o se asigna una ponderación a cada arco representando el número de arcos. Por esta razón se denomina a esta estructura como un *multigrafo*. Para describir una red de Petri, es conveniente utilizar  $I(t_j)$  para representar el conjunto de plazas de entrada a la transición  $t_j$ . De la misma manera,  $O(t_j)$  representa el conjunto de plazas de salida de la transición  $t_j$ . Por lo tanto, se tiene

$$I(t_j) = \{p_i \in P : (p_i, t_j) \in A\}, \quad O(t_j) = \{p_i \in P : (t_j, p_i) \in A\}$$

La convención utilizada para representar plazas es por medio de círculos y barras para representar transiciones. Los arcos que conectan plazas y transiciones son elementos del conjunto

de arcos  $A$ . Así, un arco dirigido de una plaza  $p_i$  a la transición  $t_j$  significa que  $p_i \in I(t_j)$ . Por otra parte, si  $w(t_j, p_i) = k$ , entonces hay  $k$  arcos de  $p_i$  a  $t_j$  o, equivalentemente, un solo arco acompañado por su ponderación  $k$ . Igualmente, si hay  $k$  arcos dirigidos de la transición  $t_j$  a la plaza  $p_i$  significa que  $p_i \in O(t_j)$  y  $w(t_j, p_i) = k$ . Generalmente se representan ponderaciones a través de múltiples arcos en un grafo. Sin embargo, cuando grandes cantidades de ponderaciones están involucradas en un red de Petri, escribir el peso sobre el arco es la representación más eficiente. Si no se muestra la ponderación en los arcos de una red de Petri, se asume que es igual a la unidad. Finalmente, es conveniente extender el dominio y el codominio de la función de ponderación  $w$  y escribir

$$w(p_i, t_j) = 0 \text{ cuando } p_i \notin I(t_j) \quad \text{y} \quad w(p_i, t_j) = 0 \text{ cuando } p_i \notin O(t_j)$$

Para ejemplificar la representación de una red de Petri, se presentan los siguientes ejemplos.

### 2.3.5. Ejemplo 1. Estructura de una red de Petri simple

Considere la estructura de la red de Petri definida por

$$P = \{p_1, p_2\} \quad T = \{t_1\} \quad A = \{(p_1, t_1), (t_1, p_2)\}$$

$$w(p_1, t_1) = 2 \quad w(t_1, p_2) = 1$$

En este caso,  $I(t_1) = \{p_1\}$  y  $O(t_1) = \{p_2\}$ . La estructura de la red de Petri correspondiente se muestra en la Fig. 2.3. Dado que  $w(p_1, t_1) = 2$ , esto indica la presencia de dos arcos de entrada a  $t_1$ , provenientes de la plaza  $p_1$ .

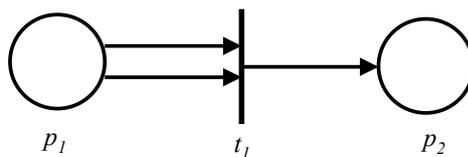


Figura 2.3: Estructura de red de Petri para ejemplo 1.

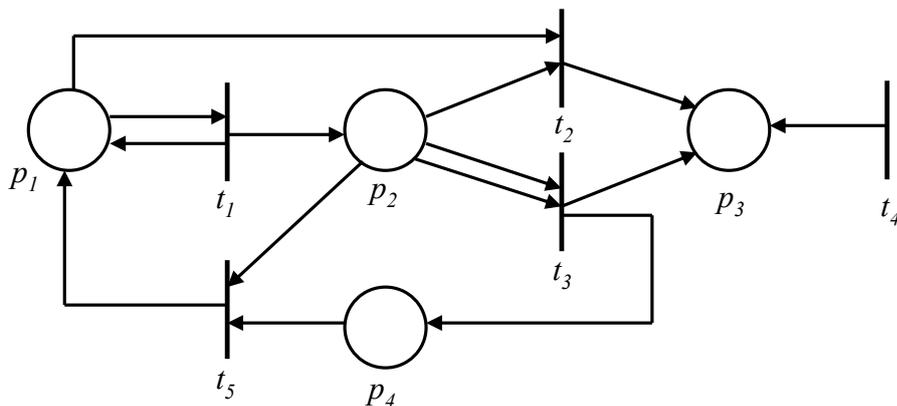


Figura 2.4: Estructura de red de Petri para ejemplo 2.

### 2.3.6. Ejemplo 2

Considere la estructura de la red de Petri mostrada en la Fig. 2.4. Su representación queda especificada de la siguiente manera

$$P = \{p_1, p_2, p_3, p_4\} \quad T = \{t_1, t_2, t_3, t_4, t_5\}$$

$$A = \{(p_1, t_1), (p_1, t_2), (p_2, t_2), (p_2, t_3), (p_2, t_5), (p_4, t_5), (t_1, p_1), (t_1, p_2), (t_2, p_3), (t_3, p_3), (t_3, p_4), (t_4, p_3), (t_5, p_1)\}$$

$$\begin{array}{llll} w(p_1, t_1) = 1 & w(p_1, t_2) = 1 & w(p_2, t_2) = 1 & w(p_2, t_3) = 2 \\ w(p_2, t_5) = 1 & w(p_4, t_5) = 1 & w(t_1, p_1) = 1 & w(t_1, p_2) = 1 \\ w(t_2, p_3) = 1 & w(t_3, p_3) = 1 & w(t_3, p_4) = 1 & w(t_4, p_3) = 1 \\ w(t_5, p_1) = 1 & & & \end{array}$$

Es importante destacar el hecho de que la transición  $t_4$  no tiene plazas de entrada. En ese sentido, si se considera a las transiciones como eventos y las plazas como las condiciones

para que ocurran esos eventos, entonces se dice que el evento correspondiente a  $t_4$  toma lugar incondicionalmente. En contraste, el evento correspondiente a la transición  $t_2$  depende de las condiciones relacionadas a las plazas  $p_1$  y  $p_2$ .

### 2.3.7. Marcación en las redes de Petri y espacio de estados

Partiendo del hecho de que las transiciones en una Red de Petri representan los eventos dentro de un sistema de eventos discretos, y que las plazas representan las condiciones, es necesario tener un mecanismo que indique si estas condiciones se han cumplido o no. Este mecanismo es provisto mediante la asignación de *fichas* en las plazas. Una ficha es una marca dentro de una plaza; sirve para indicar que la condición, descrita en la propia plaza, ha sido satisfecha. De esto se desprende que la asignación de fichas en la estructura de la red de Petri, se denomine *marcación*. Formalmente, una marcación  $z$  de un grafo de una red de Petri  $(P, T, A, w)$ , es una función  $z : P \rightarrow N = \{0, 1, 2, \dots\}$ . Por lo tanto, la marcación  $z$  define un vector fila  $z = [z(p_1), z(p_2), \dots, z(p_n)]$ , donde  $n$  es el número de plazas. La  $i$ 'ésima entrada en este vector indica el número de fichas en la plaza  $p_i$ ,  $z(p_i) \in N$ . En las estructuras de la red de Petri, una ficha es indicada como un punto negro posicionado en la plaza apropiada.

### 2.3.8. Definición 3. Marcación de una red de Petri

Una red de Petri marcada esta compuesta de 5 elementos  $(P, T, A, w, z)$ , donde los primeros 4 elementos corresponden a la estructura de la red de Petri y la  $z$  es la marcación del conjunto de plazas  $P$ ;  $z = [z(p_1), z(p_2), \dots, z(p_n)] \in N^n$  es el vector fila asociado con  $z$ .

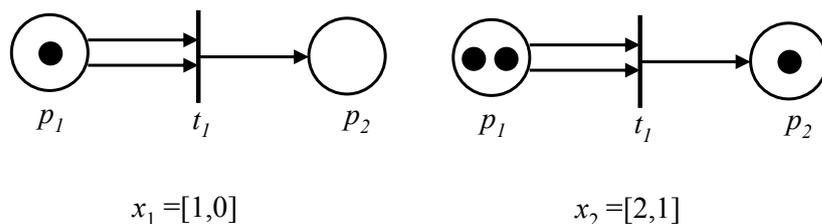


Figura 2.5: Dos ejemplos de marcaciones,  $z_1$  y  $z_2$ , utilizando el ejemplo de la Fig. 2.3

### 2.3.9. Ejemplo 3

Considere la red de Petri de la Fig. 2.3. En la Fig. 2.5, se muestran dos posibles marcaciones, denominadas los vectores filas  $z_1 = [1, 0]$  y  $z_2 = [2, 1]$ .

Para simplificar, a lo largo de este documento se hará referencia a una red de Petri marcada, únicamente como una red de Petri. Por lo tanto, el estado de la red se identificará en función de la marcación de las plazas. Para este caso, el estado está en función de la marcación del vector fila  $z = [z(p_1), z(p_2), \dots, z(p_n)]$ . Cabe destacar que el número de fichas asignado a una plaza es un número entero arbitrario no negativo, no necesariamente limitado. De ahí que el número de estados que puede tener es infinito. Por lo tanto, el espacio de estados  $X$  de una red de Petri con  $n$  plazas está definido por todos los vectores  $n$ -dimensionales cuyas entradas son enteros no negativos, esto es,  $Z = N^n$ . El término *marcación* es más utilizado, en la literatura de las redes de Petri, que el término *estado*.

Un punto crucial para comprender la dinámica de una red de Petri, es conocer el mecanismo de operación de sus transiciones de estado. Para esto, es necesario introducir el concepto de transición *habilitada*.

### 2.3.10. Definición 4. Transición habilitada

Se dice que una transición  $t_j \in T$ , dentro de una red de Petri está *habilitada* si,  $z(p_i) \geq w(p_i, t_j)$  para todo  $p_i \in I(t_j)$ .

Es decir, una transición dentro de una red de Petri está habilitada, cuando el número de fichas en  $p_i$ , es al menos tan grande como el peso del arco de conexión  $p_i$  a  $t_j$ , para todas las plazas  $p_i$ , que son entradas a la transición  $t_j$ . En la Fig. 2.5 con el estado  $z_1$ ,  $z(p_1) = 1 < w(p_1, t_1) = 2$ , y por lo tanto  $t_1$  no está habilitada. Pero con el estado  $z_2$ , se tiene que  $Z(p_1) = 2 = w(p_1, t_1)$ , entonces  $t_1$  está habilitada.

### 2.3.11. Dinámica de una red de Petri

Mientras que el mecanismo de transición de estados en un autómata clásico está determinado por los arcos que conectan a los nodos; en una red de Petri, se determina por el *movimiento de fichas* a través de la red. Cuando una transición está habilitada, se dice que puede disparar o que puede ocurrir (el término *disparo* es estándar en la literatura de redes de Petri). Así, la función de transición de estados está determinada por el cambio en el estado de la red, debido al disparo de una transición habilitada.

### 2.3.12. Definición 5. Dinámica de una red de Petri

La *función de transición de estado*,  $f : N^n \times T \rightarrow N^n$ , de una red de Petri  $(P, T, A, w, z)$  está definida por la transición  $t_j \in T$ , si y sólo si

$$z(p_i) \geq w(p_i, t_j) \text{ para todo } p_i \in I(t_j) \quad (2.3.1)$$

Si  $f(z, t_j)$  está definida, entonces el conjunto  $z' = f(z, t_j)$ , donde

$$z'(p_i) = z(p_i) - w(p_i, t_j) + w(t_j, p_i), \quad i = 1, \dots, n \quad (2.3.2)$$

La condición 2.3.1, asegura que la función de transición de estado está definida solamente para transiciones que son habilitadas. El estado siguiente definido por 2.3.2, depende explícitamente de las plazas de entrada y salida de una transición y de los pesos de los arcos que las conectan a la transición.

De acuerdo a 2.3.1, si  $p_i$  es una plaza de entrada de  $t_j$ , pierde tantas fichas como el peso del arco de  $p_i$  a  $t_j$ ; si ésta es una plaza de salida de  $t_j$  gana tantas fichas como el peso del arco de  $t_j$  a  $p_i$ . Evidentemente, es posible que  $p_i$ , es tanto una plaza de entrada, como una salida de  $t_j$ , en cuyo caso 2.3.2, suprime  $w(p_i, t_j)$  fichas de  $p_i$ , y entonces coloca  $w(t_j, p_i)$  nuevas fichas en la misma plaza. Es importante señalar que el número de fichas no necesariamente es conservado en el disparo de una transición en una red de Petri. Esto debido a que en 2.3.2, es posible que

$$\sum_{p_i \in P} w(t_j, p_i) > \sum_{p_i \in P} w(p_i, t_j) \quad \text{o} \quad \sum_{p_i \in P} w(t_j, p_i) < \sum_{p_i \in P} w(p_i, t_j)$$

en cuyos casos,  $z' = f(z, t_j)$  contiene más fichas que  $z$  o menos fichas que  $z$ . En general, es posible que después de varios disparos de transición, el estado resultante sea  $z = [0, \dots, 0]$ , o que el número de fichas en una o más plazas crezca arbitrariamente después de un cierto número de disparos de transición. Este fenómeno es una diferencia clave con los sistemas autómatas. Mientras un autómata de estado finito tiene solamente un número finito de estados, una red de Petri podría tener un número ilimitado de estados.

### 2.3.13. Ejemplo 4. Disparo de transiciones

Para ilustrar el proceso de disparo de transiciones y cambio de estado de una red de Petri, considere la red de Petri de la Fig. 2.6(a), donde el estado inicial es  $z_0 = [2, 0, 0, 1]$ . Se puede

ver que solamente  $t_1$  es la transición habilitada, ya que requiere una sola ficha de la plaza  $p_1$  y se tiene  $z_0(p_1) = 2$ . En otras palabras,  $z_0(p_1) \geq w(p_1, t_1)$ , y la condición 2.3.1 es satisfecha para la transición  $t_1$ . Cuando  $t_1$  dispara, una ficha es removida de  $p_1$ , y una ficha es colocada en ambas plazas  $p_2$  y  $p_3$ . También se puede aplicar directamente 2.3.2 para obtener el nuevo estado  $z_1 = [1, 1, 1, 1]$ , como se muestra en la Fig. 2.6(b). En ese estado, las tres transiciones  $t_1, t_2$  y  $t_3$  son habilitadas. Enseguida, suponiendo que que la transición  $t_2$  dispara. Una ficha es removida de cada una de las plazas de entrada,  $p_2$  y  $p_3$ . Las plazas de salida son  $p_2$  y  $p_4$ . Por lo tanto, una ficha es inmediatamente colocada de regreso en  $p_2$ , ya que  $p_2 \in I(t_2) \cap O(t_2)$ . Además de esto, una ficha se suma a  $p_4$ . El nuevo estado es  $z_2 = [1, 1, 0, 2]$ , como se muestra en la Fig. 2.6(c). En este estado,  $t_2$  y  $t_3$  ya no están habilitados, pero  $t_1$  aún lo está.

Regresando al estado  $z_1$  de la Fig. 2.6(b), donde todas las transiciones son habilitadas. Suponiendo que en lugar de disparar  $t_2$ , se dispara  $t_3$ . Se remueve una ficha de cada una de las plazas de entrada,  $p_1, p_3$  y  $p_4$ . Se observa que no hay plazas de salida. El nuevo estado es denotado mediante  $z'_2 = [0, 1, 0, 0]$ , como se muestra en la Fig. 2.6(d). Se observa que en ese instante, ninguna transición está habilitada. Por lo tanto, no hay más posibles cambios de estado, y entonces  $[0, 1, 0, 0]$  es un punto muerto de la estructura de la red de Petri. El número de fichas no es conservado en esta red de Petri, ya que  $z_0$  contiene tres fichas, mientras  $z_1$  y  $z_2$  contienen cada una cuatro fichas y  $z'_2$  contiene una.

El ejemplo anterior muestra que la secuencia en la que las transiciones son disparadas no está previamente especificada en una red de Petri. En el estado  $z_1$ , cualquiera de las tres transiciones podría disparar. Por lo tanto, en las redes de Petri se debe analizar cada secuencia posible de transiciones (eventos). Una observación importante sobre el comportamiento dinámico de las redes de Petri, es que no todos los estados en  $N^n$  pueden necesariamente ser alcanzados a partir de un estado inicial determinado.

Cabe destacar que el funcionamiento de las redes de Petri descrito en este capítulo no es

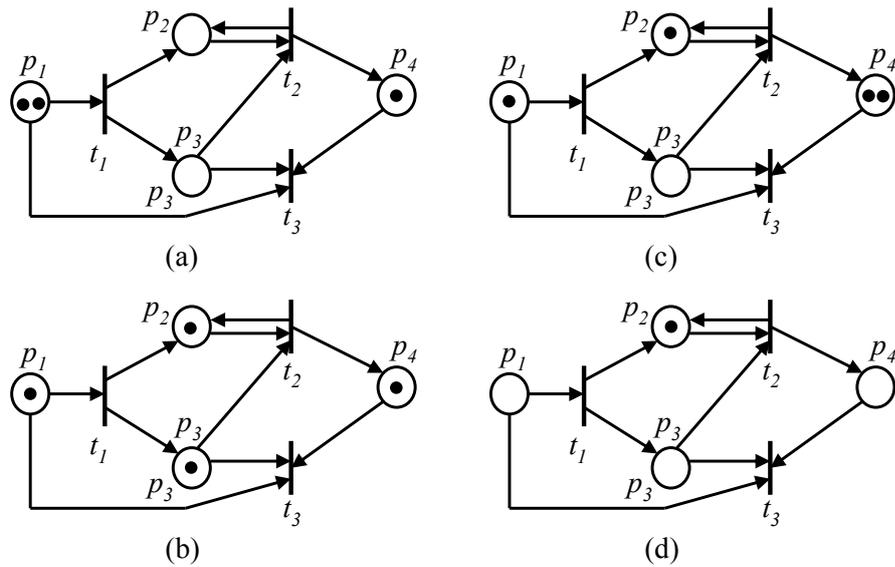


Figura 2.6: Secuencia de disparos de transiciones en una red de Petri (Ejemplo 4)

regulado con respecto al tiempo. Sin embargo, es posible extender su funcionamiento a modelos temporizados. Esto se consigue equipando a la red con una estructura de reloj para formar así, una red de Petri temporizada.

## 2.4. Red de Petri temporizada

Una red de Petri posee una estructura muy general de un modelo de sistemas de eventos discretos. En ese sentido, a partir de una red de Petri básica, es posible obtener un sistema autómata temporizado.

Considerando una red de Petri marcada  $(P, T, A, w)$ , como se definió en la sección 2.3.7; es posible introducir una estructura de reloj similar a la que se introduce en los autómatas clásicos. La única diferencia consiste en que la secuencia de reloj  $v_j$ , se asocia con la transición  $t_j$ . Un número real positivo,  $v_{j,k}$ , asignado a  $t_j$ , tiene el siguiente significado: Cuando la transición  $t_j$  está habilitada en el  $k$ -ésimo tiempo, no dispara inmediatamente, se incurre en un retardo en

el disparo definido por el tiempo  $v_{j,k}$ ; durante este retraso, las fichas se mantienen en las plazas de entrada de  $t_j$ .

No todas las transiciones tienen retrasos en sus disparos. Algunas transiciones podrían disparar tan pronto como son habilitadas. Por lo tanto, se divide el conjunto  $T$ , en subconjuntos  $T_0$  y  $T_D$ , tal que,  $T = T_0 \cup T_D$ .  $T_0$  es el conjunto de transiciones sin retraso, y  $T_D$  el conjunto de transiciones que presentan un retraso en su disparo. Estas últimas se denominan transiciones temporizadas.

### 2.4.1. Definición 6

La estructura de reloj (o estructura de tiempo) asociada con el conjunto de transiciones temporizadas  $T_D \subseteq T$ , de una red de Petri marcada  $(P, T, A, w, z)$ , es un conjunto

$V = \{v_j : t_j \in T_D\}$  de *secuencias de tiempo de vida*

$v_j = \{v_{j,1}, v_{j,2}, \dots\}$ ,  $t_j \in T_D$ ,  $v_{j,k} \in R^+$ ,  $k = 1, 2, \dots$

Gráficamente, las transiciones sin retardo en su disparo son representadas con barras, mientras que las transiciones temporizadas son representadas con rectángulos. La secuencia de reloj asociada con una transición temporizada se escribe normalmente a un costado del rectángulo.

### 2.4.2. Definición 7

Una red de Petri temporizada está compuesta por seis elementos,  $(P, T, A, w, z, V)$ ,

donde  $(P, T, A, w, z)$  es una red de Petri marcada, y  $V = \{v_j : t_j \in T_D\}$  es la estructura del reloj.

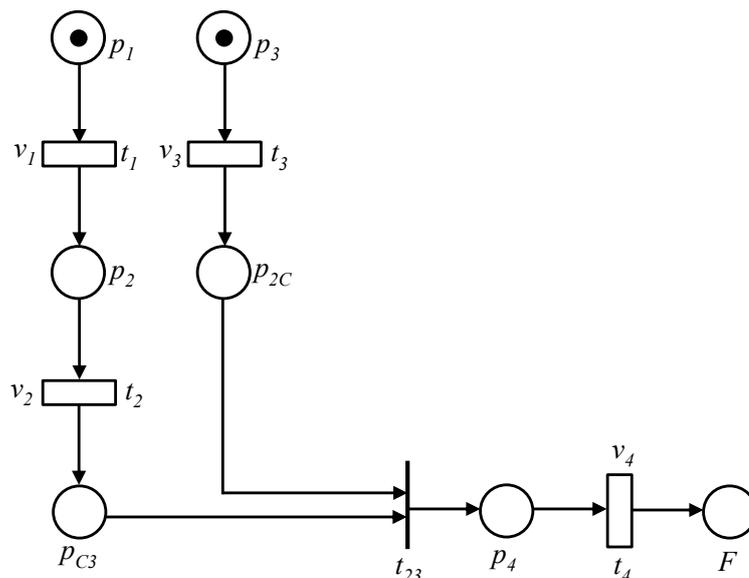


Figura 2.7: Red de Petri temporizada para Ejemplo 5

### 2.4.3. Ejemplo 5

Se considera un proceso en el que una secuencia de dos tareas  $T_1$  y  $T_2$ , se ejecuta de manera paralela con una tercera tarea  $T_3$ , y posteriormente una cuarta tarea  $T_4$  es ejecutada como una combinación de las salidas de  $T_2$  y  $T_3$ . El modelo de este proceso se muestra en la Fig. 2.4.3. Las transiciones temporizadas  $t_1, \dots, t_4$ , corresponden al total de eventos que se pueden presentar en el sistema, y éstas son indicadas mediante rectángulos acompañados de sus correspondientes retrasos en el disparo  $v_1, \dots, v_4$ . Cuando la tarea 2 se lleva a cabo, se adiciona una ficha a la plaza  $p_{C3}$  (indicando que  $T_2$  está completa, pero  $T_3$  podría permanecer en curso). De la misma manera, para la plaza  $p_{2C}$ . Por lo tanto, la transición sin regulación con el tiempo,  $t_{23}$ , es habilitada cuando las tareas 2 y 3 son completadas (nota que las plazas  $p_{C3}$  y  $p_{2C}$  podrían habilitar directamente la transición  $t_4$ , omitiendo  $t_{23}$  y  $p_4$ ). El proceso finaliza cuando una ficha es agregada a la plaza  $F$ . En la Fig. 2.4.3, se muestra la red de Petri en un estado inicial en el que las tareas 1 y 3 están en curso.

## 2.5. Conclusiones

En este capítulo se presentaron dos maneras de representar un sistema híbrido; se describieron los principales elementos que conforman un modelado mediante un autómata clásico y mediante una alternativa de modelado denominada redes de Petri, que fundamenta su operación en el enfoque de los sistemas de eventos discretos. También se presentaron algunos casos de estudio que ejemplifican la operación de ambas técnicas. De lo planteado en este capítulo, se concluye lo siguiente:

- Un sistema híbrido, modelado como un autómata clásico, integra modelos, tales como ecuaciones diferenciales y máquinas de estados en un solo formalismo matemático.
- En este sentido, un autómata clásico es un sistema de transiciones, compuesto de un número finito de estados y de transiciones etiquetadas. Así, una etiqueta se construye a partir de un alfabeto y se asocia a cada transición. Lo anterior, permite describir un sistema donde el estado evoluciona a lo largo del tiempo.
- El modelado mediante autómatas clásicos puede conducir a diagramas de un tamaño muy grande, representa con dificultad el paralelismo y no dispone de mecanismos para representar jerarquías.
- En contraste, las redes de Petri surgen como una alternativa para paliar los problemas que presentan los autómatas clásicos, principalmente, en la síntesis de un sistema. Además, en una red de Petri se representa explícitamente cada función de transición y se manipulan los eventos de acuerdo a ciertas reglas. Esto permite reducir la representación de sistemas potencialmente complejos.
- La red de Petri no requiere enumerar explícitamente todos los estados del sistema y existen técnicas de análisis que permiten la solución eficiente de problemas de control, basados

únicamente en la estructura de la red, sin la necesidad de una exhaustiva enumeración del espacio de estados.

- Mientras un autómata clásico tiene solamente un número finito de estados, una red de Petri podría tener un número ilimitado de estados.

# Capítulo 3

## Estabilidad en sistemas híbridos

### 3.1. Resumen

Dado que los sistemas híbridos combinan en su operación dinámicas continuas y discretas, es necesario someter las leyes de control que rigen su comportamiento a pruebas que garanticen la estabilidad del sistema. Una de las mayores dificultades en sistemas dinámicos conmutados e híbridos es establecer un procedimiento para verificar su estabilidad, que a su vez es importante para el diseño del controlador. Por lo tanto, la estabilidad es un factor crítico para los sistemas de control que manipulan a este tipo de sistemas. Un sistema híbrido presenta particularidades en su análisis dado que es un sistema compuesto de varios subsistemas. En ese sentido, si se garantiza que cada subsistema es estable, el sistema global sometido a una regla de conmutación, no necesariamente es estable [88]. Partiendo de estas ideas, en este capítulo se presenta una breve reseña de los principales métodos que existen en la literatura para verificar estabilidad de los sistemas híbridos.

## 3.2. Introducción

Como se ha mencionado en los capítulos anteriores, los sistemas híbridos están compuestos de procesos de tiempo continuo y procesos de tiempo discreto que interactúan mediante un proceso lógico o procesos de decisión. También se ha mencionado que un sistema de este tipo está formado de múltiples subsistemas. Generalmente un subsistema de tiempo continuo se representa como un grupo de ecuaciones diferenciales, y un subsistema de tiempo discreto se representa en ecuaciones en diferencias. El subsistema de la toma de decisiones (supervisor), se representa como un autómata finito o un sistema de eventos discretos, por ejemplo una red de Petri. En un contexto de sistemas híbridos, los subsistemas de tiempo continuo o discreto afectan las transiciones discretas del supervisor y el supervisor afecta la evolución dinámica de los subsistemas de tiempo continuo/discreto [89]. Dado que los sistemas híbridos involucran sistemas conmutados, es importante definir cuando se considera que un sistema es conmutado. Se considera que un sistema es conmutado cuando: a) existen cambios abruptos en la estructura de los parámetros de un sistema dinámico y b) cuando un controlador conmutado es utilizado para un sistema continuo. Así, se dice que con un control conmutado, se puede lograr un mejor desempeño de los sistemas dinámicos [90]. Como sabemos, el convertidor estático es un sistema conmutado, y el objetivo de este trabajo de investigación es diseñar estrategias para controlarlo y además garantizar que estas estrategias serán estables. Por ello, en este capítulo se presentan las distintas maneras de verificar estabilidad en sistemas que presentan dinámica híbrida. Una manera de estudiar la estabilidad de estos sistemas se basa en considerar aisladamente las cualidades esenciales de la dinámica de alto nivel (dinámica discreta) y concentrarse sólo en las propiedades de estabilidad de la dinámica de bajo nivel (dinámica continua). En la primera parte de esta reseña, se discute la estabilidad en el sentido de Lyapunov y en la segunda parte se clasifican los enfoques de acuerdo al modelo de sistema híbrido utilizado.

### 3.2.1. Estabilidad en el sentido de Lyapunov

La teoría de Lyapunov no depende de un análisis del lugar de las raíces, ni de un análisis de los valores propios de un sistema, sino de una evaluación general del comportamiento del sistema. Por esta razón, se considera una herramienta para el análisis de la estabilidad de los sistemas no lineales o sistemas lineales con incertidumbre. Esta teoría tiene como principal objetivo estudiar el comportamiento de sistemas dinámicos descritos por ecuaciones diferenciales de la forma

$$\dot{x}(t) = f(t, x(t)) \quad x(0) \in R^n \quad \forall t \geq 0 \quad (3.2.1)$$

donde  $x(t) \in R^n$ , es el estado del sistema y  $x(0)$  es la condición inicial. La función  $f$  es continua en  $t$ . Para comprender el concepto básico de estabilidad se introducen las siguientes definiciones y se enuncia el teorema de estabilidad mediante el método directo de Lyapunov.

**Definición 3.1 (Equilibrio).** Un vector constante  $x_e \in R^n$  es un estado de equilibrio del sistema (3.2.1), si

$$\dot{x}(t) = f(t, x_e) = 0 \quad \forall t \geq 0 \quad (3.2.2)$$

Por lo tanto si la condición inicial  $x(0) \in R^n$ , es un estado de equilibrio  $x(0) = x_e \in R^n$ , entonces se satisface que

$$\begin{aligned} x(t) &= x_e \forall t \geq 0 \\ \dot{x}(t) &= 0 \quad \forall t \geq 0 \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

Cabe destacar que mediante un cambio de coordenadas, cualquier equilibrio de (3.2.1) puede trasladarse al origen del espacio de estado. Enseguida se enuncian los conceptos básicos de estabilidad para estados de equilibrio de ecuaciones diferenciales.

**Definición 3.2 (Estabilidad).** El origen  $x = 0 \in R^n$  es un es estado de equilibrio estable

(en el sentido de Lyapunov), de la ec. (3.2.1), si para cada número  $\varepsilon > 0$ , se puede encontrar un número  $\delta > 0$ , tal que

$$\|x(0)\| < \delta \rightarrow \|x(t)\| < \varepsilon \quad \forall t \geq 0 \quad (3.2.4)$$

En la definición anterior la constante  $\delta(\geq \varepsilon)$  no es única. Si existe una constante  $\delta > 0$ , entonces cualquier  $\alpha\delta$  con  $\alpha \leq 1$ , también la satisface.

**Definición 3.3 (Estabilidad asintótica).** El origen  $x = 0 \in R^n$  es un equilibrio asintóticamente estable de (3.2.1), si

- El origen es estable.
- El origen es atractivo, lo que implica la existencia de un número  $\delta' > 0$ , tal que,

$$\|x(0)\| < \delta' \rightarrow \|x(t)\| \rightarrow 0 \quad \text{cuando } t \rightarrow \infty \quad (3.2.5)$$

**Definición 3.4 (Estabilidad asintótica global).** El origen  $x = 0 \in R^n$  es un equilibrio asintóticamente estable de forma global, de (3.2.1), si

- El origen es estable.
- El origen es atractivo, lo que implica que

$$\|x(0)\| \rightarrow 0 \text{ cuando } t \rightarrow \infty, \forall x = 0 \in R^n \quad (3.2.6)$$

De lo anterior se deduce que si un estado de equilibrio es asintóticamente estable de forma global, dicho equilibrio es también asintóticamente estable, sin embargo lo contrario es falso.

**Definición 3.5 (Función definida positiva localmente y función definida positiva).**

Una función continua  $W : R^n \rightarrow R_+$  es una una función definida positiva localmente si

$$W(0) = 0 \quad (3.2.7)$$

$$W(x) > 0 \forall x \neq 0 \text{ con } \|x\| \text{ reducida} \quad (3.2.8)$$

Una función continua  $W : R^n \rightarrow R$  es una una función definida positiva si

$$W(0) = 0 \quad (3.2.9)$$

$$W(x) > 0 \forall x \neq 0 \quad (3.2.10)$$

**Definición 3.6 (Función menguante).** Una función continua  $V : R_+ \times R^n \rightarrow R$ , es una función menguante (globalmente), si existe una función definida positiva  $W : R^n \rightarrow R_+$ , tal que

$$V(t, x) \leq W(x), \forall t \geq 0, \forall x \in R^n \quad (3.2.11)$$

Naturalmente, si  $V(t, x)$  es una función definida positiva independientemente de  $t$ , por ejemplo,  $V(t, x) = V(x)$ ,  $V(x)$  es trivialmente una función menguante.

**Definición 3.7 (Función candidata de Lyapunov).** Una función  $V : R_+ \times R^n \rightarrow R_+$ , es una función candidata de Lyapunov para el equilibrio  $x = 0 \in R^n$  de la ecuación  $\dot{x} = f(t, x)$  si,  $V(t, x)$  es una función definida positivamente localmente.

- $V(t, x)$  es una función definida positiva localmente.

- $\frac{\partial V(t,x)}{\partial t}$  es una función continua con respecto a  $t$  y a  $x$ .

Lo anterior se resume de la siguiente manera: la función candidata de Lyapunov para el equilibrio  $x = 0 \in R^n$ , de  $\dot{x} = f(t, x)$ , es cualquier función definida positiva localmente y continuamente diferenciable. La derivada temporal de una función de Lyapunov provee información sobre los atributos de estabilidad para los estados de equilibrio de las ecuaciones diferenciales. En este sentido, se presenta la siguiente definición.

**Definición 3.8 (Derivada de una función candidata de Lyapunov).**

Sea  $V(t, x)$ , una función candidata de Lyapunov para la ec. (3.2.1). La derivada de  $V(t, x)$  a lo largo de las trayectorias de (3.2.1), se denota por  $\dot{V}(t, x)$  y se determina como

$$\dot{V}(t, x) = \frac{d}{dt}V(t, x) = \frac{\partial V(t,x)}{\partial t} + \frac{\partial V(t,x)}{\partial x} f(t, x) \quad (3.2.12)$$

Si  $V(x)$  no depende explícitamente del tiempo, y la ec. (3.2.1) es autónoma, entonces

$$\dot{V}(t, x) = \frac{\partial V(t,x)}{\partial x} f(t, x) \quad (3.2.13)$$

tampoco depende explícitamente del tiempo.

**Definición 3.9 (Función de Lyapunov).**

Una función candidata de Lyapunov  $V(t, x)$  para la ec. (3.2.1), es una función de Lyapunov para (3.2.1), si su derivada a lo largo de las trayectorias de (3.2.1) satisface

$$\dot{V}(t, x) \leq 0, \forall t \geq 0 \quad (3.2.14)$$

al menos para  $\|x\|$  reducida.

**Teorema 3.1 (Estabilidad del método directo de Lyapunov).** El origen  $x = 0 \in R^n$  es un estado de equilibrio estable de la ec. (3.2.1), si existe una función candidata de Lyapunov  $V(t, x)$ , tal que su derivada temporal satisfaga lo siguiente

$$\dot{V}(t, x) \leq 0, \forall t \geq 0 \quad (3.2.15)$$

al menos para  $\|x\|$  reducida.

El teorema anterior da condiciones suficientes para la estabilidad del equilibrio en el sentido de Lyapunov.

Este teorema también puede ser utilizado para verificar estabilidad en sistemas con dinámica híbrida y conmutada, cuyos subsistemas son lineales. Enseguida se presenta una breve descripción de la aplicación de este método analizando una ecuación de Lyapunov cuadrática.

Considere un sistema afín por partes de la forma

$$\dot{x}(t) = f_q(x(t)) = A_q x(t) + b_q \quad (3.2.16)$$

donde  $x(t) \in X$ ,  $A_q \in R^{n \times n}$ ,  $b_q \in R^{n \times 1}$ . Por lo tanto, se puede definir  $I(q) \subseteq X$  como un subconjunto del espacio de estados continuos donde la dinámica de  $f_q$  puede ser aplicada [91].

Es posible probar estabilidad en sistemas lineales por partes utilizando una función de Lyapunov cuadrática  $V(x) = x^T P x$ . Los cálculos son usualmente basados en las siguientes condiciones suficientes.

*Proposición 1.* Si existe una matriz  $P = P^T > 0$ , tal que  $A_q^T P + P A_q < 0$ ,  $q \in I$ , entonces cada trayectoria de (3.2.16) con  $b_q = 0$ ,  $q \in I$  tiende a cero exponencialmente.

La estabilidad cuadrática de una familia de sistemas lineales es atractiva para una extensa clase de sistemas conmutados. Por otra parte, las condiciones de la *Proposición 1* son desigualdades matriciales lineales en  $P$ , y la verificación de estas condiciones equivale a resolver un problema de optimización convexo. Para resolver esto, existe software eficiente que se encuentra disponible públicamente [92]-[94]. En ocasiones se tiene que verificar la existencia de una solución alterna  $P$  para las desigualdades de la Proposición 1. Esta verificación puede ser hecha mediante la solución del siguiente problema dual. Si existen matrices definidas positivas  $R_q, q \in I$  que satisfacen

$$\sum_{q \in I} A_q^T R_q + R_q A_q > 0 \quad (3.2.17)$$

entonces las desigualdades de Lyapunov en la Proposición 1 no admiten la solución  $P = P^T > 0$ .

De lo anterior, se determina que el objetivo de la teoría de estabilidad es obtener conclusiones acerca del comportamiento de un sistema ante modificaciones de las condiciones iniciales, sin calcular realmente sus trayectorias de solución. Además, es posible analizar la estabilidad o la invariancia de los puntos de equilibrio de sistemas que combinan dinámicas lineales y no lineales. Mediante este enfoque, existen distintas maneras de verificar estabilidad, una es mediante el uso de una función de Lyapunov, otra es mediante la reformulación de las definiciones de estabilidad en el sentido de Lyapunov. Y por último, dado que un sistema híbrido está compuesto de múltiples subsistemas, es posible utilizar una función común o utilizar múltiples funciones de Lyapunov. En la Fig. 3.1, se muestra un resumen de las diferentes maneras de verificar estabilidad en este tipo de sistemas. A continuación se presenta una breve descripción de cada metodología. En función de esta revisión, se elegirá alguna de estas herramientas para verificar la estabilidad de las estrategias de control que serán propuestas en este trabajo.

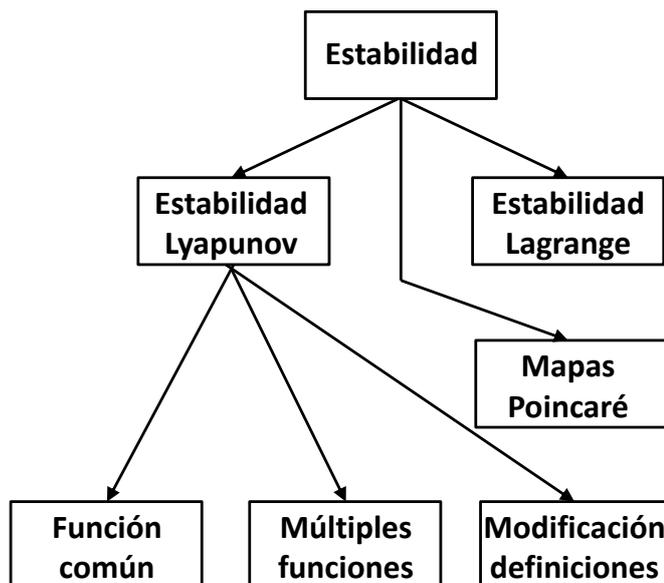


Figura 3.1: Diferentes maneras de verificar estabilidad

### 3.2.2. Función común de Lyapunov

La idea que se persigue al establecer una función de Lyapunov común a todos los subsistemas que conforman el sistema híbrido, es que dicha función debe presentar un decremento para todas las dinámicas que participan en la conmutación; por lo tanto, también sufrirá un decremento a lo largo de una secuencia de conmutación específica. Algunos autores han verificado estabilidad en sistemas híbridos y conmutados utilizando el enfoque de la función común de Lyapunov. En [95], se plantea un método para probar estabilidad y el diseño de un controlador para sistemas lineales conmutados basado en la linealización. Se menciona que si las ecuaciones diferenciales correspondientes a la linealización del sistema no lineal conmutado inicialmente, son asintóticamente estables y comparten la misma función de Lyapunov, entonces el sistema es asintóticamente estable alrededor del punto de equilibrio, en el que la linealización toma lugar. En [96], se considera que el descenso sostenido a lo largo de cualquier trayectoria del sistema híbrido es una prueba para verificar estabilidad. La técnica de la función común de Lyapunov también se discute en [97]. Una metodología para la síntesis de un controlador que garantiza la

existencia de una sola función de Lyapunov para un sistema híbrido en lazo cerrado se propone en [98]. Esta técnica plantea el diseño de un controlador que garantiza la existencia de un polo común para todos los subsistemas. En [99], una función de Lyapunov común es utilizada para verificar estabilidad en sistemas conmutados bajo un control de conmutación síncrono o asíncrono. Este hecho significa que una función común de Lyapunov garantiza estabilidad bajo conmutaciones arbitrarias, por lo que algunas líneas de investigación están orientadas a buscar condiciones bajo las cuales exista dicha función. Así, una estructura algebraica definida sobre un espacio vectorial, denominada álgebra de Lie, se utiliza para la formulación de estas condiciones en [100, 88, 101]. Considerando el sistema (2.2.1), la idea principal se basa en que todas las matrices  $A_q$ , de un sistema lineal conmutado, tienen una solución según el álgebra de Lie, entonces se garantiza la existencia de una función de Lyapunov común y se determina que el sistema es estable bajo conmutaciones arbitrarias. En [102], se muestra que una función de Lyapunov existe cuando las matrices  $A_q$  conmutan por pares. En [103], se establece que una condición suficiente para la existencia de una función de Lyapunov común, es que la  $\sum A_i$  del sistema lineal invariante en el tiempo, tenga una estructura triangular. Los métodos que se basan en esta técnica para probar estabilidad, están limitados a aquellos sistemas con subsistemas lineales. Los sistemas híbridos y conmutados con subsistemas no lineales no son examinados debido a la dificultad de encontrar dicha función común. Esta técnica tiene otra limitación, es complicado encontrar una función de Lyapunov común, incluso para sistemas estables. Por lo que la no existencia de esta función, no implica que el sistema sea inestable.

### 3.2.3. Múltiples funciones de Lyapunov

Esta técnica es utilizada comúnmente para verificar estabilidad en sistemas híbridos. Establece que si se tiene una función de Lyapunov para cada subsistema, la estabilidad se garantiza mediante restricciones en la conmutación.

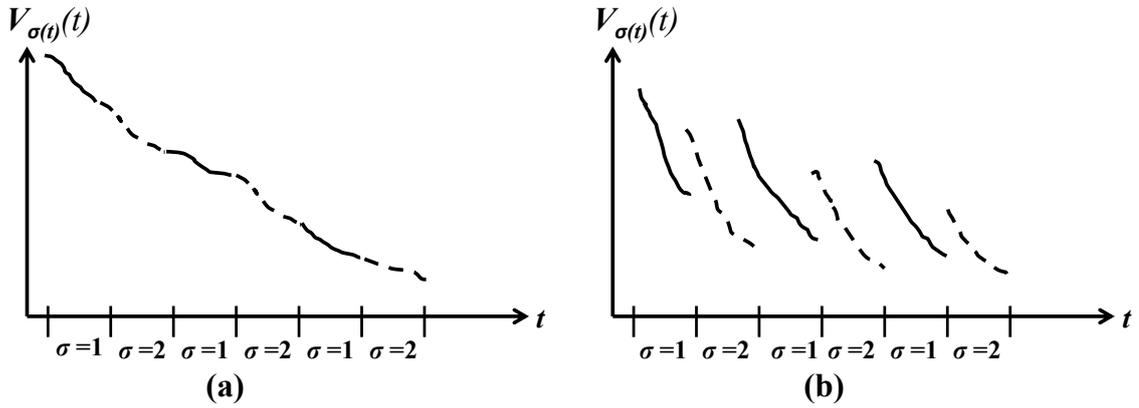


Figura 3.2: Dos funciones de Lyapunov (las líneas sólidas corresponden a  $V_1$ , las líneas punteadas corresponden a  $V_2$ ). (a) Continua, (b) Discontinua.

Para una mejor comprensión del método se considera el siguiente sistema conmutado [104]

$$\dot{x} = f_q(x(t)) = A_q x(t) \quad \text{con} \quad Q = \{1, 2\} \quad (3.2.18)$$

Considerando que ambos sistemas  $\dot{x} = f_1(x)$  and  $\dot{x} = f_2(x)$  son asintóticamente estables de manera global, que  $V_1$  y  $V_2$  son sus respectivas funciones de Lyapunov y que no existe una función de Lyapunov común para ambos sistemas. Se pretende estudiar la estabilidad del sistema conmutado utilizando  $V_1$  y  $V_2$ .

En la ausencia de una función de Lyapunov común, las propiedades de estabilidad de los sistemas conmutados en general dependen del conjunto de señales de conmutación  $\sigma$ . Sean  $t_i$ ,  $i = 1, 2$ , los tiempos de conmutación. Si ocurre que los valores de  $V_1$  y  $V_2$  coinciden en cada tiempo de conmutación, por ejemplo,  $V_{\sigma(t_{i-1})}(t_i) = V_{\sigma t_i}(t_i)$  para todo  $i$ , entonces  $V_\sigma$  es una función continua de Lyapunov para el sistema conmutado, y por lo tanto, el sistema posee estabilidad asintótica. Esta situación se muestra en la Fig. 3.2(a).

Sin embargo, la función  $V_\sigma$  será discontinua. Mientras cada función  $V_q$  incrementa cuando el  $q$ 'ésimo subsistema se encuentra activo, podría decrementar cuando el  $q$ 'ésimo subsistema se encuentra inactivo. Este comportamiento se ilustra en la Fig. 3.2(b). La idea que permite

demostrar estabilidad asintótica en este caso es la siguiente. Viendo los valores de  $V_p$  al inicio de cada intervalo en el que  $\sigma = p$ . Para que el sistema sea asintóticamente estable, esos valores deben formar una secuencia decreciente para cada  $p$ .

**Teorema 3.1.** Sea  $\dot{x}(t) = f_q(x)$ ,  $p \in P$ , una familia finita de sistemas estables asintóticamente, y sea  $V_p, p \in P$  la familia correspondiente de funciones de Lyapunov. Suponiendo que existe una función  $p$  de clase  $K^1$  con la propiedad de que para cada par de tiempos de conmutación  $(t_i, t_j), i < j$ , tal que  $\sigma(t_i) = \sigma(t_j) = q \in Q$  y  $\sigma(t_k) \neq q$  para  $t_i < t_k < t_j$ , se tiene

$$V_q(x(t_j)) - V_q(x(t_i)) \leq -q(|x(t_i)|) \quad (3.2.19)$$

Entonces, el sistema conmutado (3.2.18), es global y asintóticamente estable.

En este contexto se reportan diversos trabajos. En [105], se encuentra una función de Lyapunov  $V_i$ , para cada campo vectorial lineal  $f_i$  y se garantiza la estabilidad asintótica estableciendo una secuencia que haga decrecer dichas funciones. Branicky en [106]-[108], establece una metodología aplicable a sistemas conmutados con campos vectoriales no lineales. Extensiones a estos trabajos se presentan en [109, 110], cuyas metodologías son aplicables a sistemas que exhiben algún comportamiento híbrido. Pettersson en [111, 112] propone teoremas de estabilidad asintótica y exponencial utilizando múltiples funciones de Lyapunov. La parte continua del sistema híbrido se describe mediante ecuaciones diferenciales no lineales que dependen de un estado discreto. El estado discreto cambia cuando ciertos conjuntos de conmutación son alcanzados. Así, mediante el uso de funciones candidatas de Lyapunov por partes que tienen forma cuadrática, se muestra que las condiciones de estabilidad pueden ser formuladas como desigualdades matriciales lineales (LMIs por sus siglas en inglés), en un problema de optimización no lineal.

---

<sup>1</sup>Función clase  $K$ .- Una función continua  $\alpha : [0, a) \rightarrow [0, 1)$  pertenece a la clase  $K$  si es estrictamente creciente y  $\alpha(0) = 0$ . Se dice que pertenece a la clase  $K_\infty$  si  $\alpha = \infty$  y  $\alpha(r) \rightarrow \infty$  cuando  $r \rightarrow \infty$ .

Esta formulación tiene la ventaja de que la estabilidad puede ser verificada utilizando herramientas matemáticas establecidas, por ejemplo el toolbox LMI de Matlab. Siguiendo la misma línea, Rubensson en [113], propone un método para verificar estabilidad en sistemas híbridos mediante el uso de la teoría de Lyapunov en tiempo discreto. En este trabajo se asume que la estabilidad exponencial en los tiempos de conmutación del sistema híbrido, es una medida suficiente para la estabilidad exponencial de los subsistemas continuos subyacentes. Por otro lado, en [97, 114], Fierro utiliza múltiples funciones de Lyapunov para formular un teorema de estabilidad asintótica. Este teorema establece que la función de Lyapunov para cada subsistema no debe ser incremental, es decir, cada subsistema es estable. Y además que la energía decrece entre cada conmutación. Koutsoukos, en [115], utiliza funciones de Lyapunov lineales por partes para el análisis de estabilidad de sistemas conmutados. El análisis se lleva a cabo mediante funciones de Lyapunov para cada subsistema. Estas funciones son ensambladas de tal manera que garantizan que la energía del sistema completo converge a cero a lo largo de las trayectorias de estado del sistema conmutado. Es decir, se calculan leyes de conmutación que garantizan la estabilidad de los sistemas conmutados. En [116], Los resultados de Pettersson y Johansson son usados para verificar estabilidad en sistemas híbridos mediante ciclos fundamentales. Esta técnica busca funciones de Lyapunov únicamente sobre un grupo reducido de trayectorias fundamentales.

Los resultados obtenidos por Branicky [106]-[108], Ye [110] y Johansson [91], son aplicados al modelo autómeta de un sistema híbrido en [117]. Cabe destacar que los modelos autómetas son los más extendidos en el modelado de sistemas híbridos. La noción de tiempo de permanencia promedio, es introducida en [118], y se explota para diseñar supervisores de sistemas conmutados. Los supervisores de tiempo de permanencia fuerzan a cada controlador a permanecer en el lazo de control por al menos,  $\tau_d$  unidades de tiempo. La estabilidad del sistema completo se verifica con el análisis de múltiples funciones de Lyapunov. Otro autor que también trabaja con el enfoque de tiempo de permanencia promedio, presenta sus resultados en [88]. Bishop

en [119], propone métodos para la normalización de funciones de Lyapunov para el control de conmutaciones de un sistema híbrido. El autor propone la generación de superficies de conmutación basándose en la contención de conjuntos invariantes de los subsistemas que componen al sistema híbrido. En [120], se explota el concepto de pasividad en sistemas híbridos. Funciones de Lyapunov comunes, homogéneas convexas y cuadráticas por partes son utilizadas en el análisis de estabilidad.

### 3.2.4. Modificación de definiciones

Existe otro enfoque utilizado por algunos autores para verificar estabilidad. Este consiste en adecuar las definiciones de la teoría de Lyapunov para sistemas híbridos, por ejemplo, adecuar las definiciones de Lyapunov en función del modelo matemático utilizado. En [121], se consideran las propiedades estructurales de la dinámica de alto nivel (dinámica de eventos discretos) para verificar estabilidad, a diferencia de otros métodos que sólo consideran la dinámica de bajo nivel (dinámica continua). En [122], el teorema de estabilidad de Lyapunov mediante linealización (método indirecto de Lyapunov), se generaliza para sistemas híbridos. Conceptos como *colector híbrido* y *flujo híbrido* son introducidos y utilizados para verificar estabilidad del sistema mediante el método indirecto de Lyapunov. En [123], se utiliza la programación lineal para investigar las propiedades de estabilidad. Esto se realiza mediante el cálculo del estado viable, es decir, aquél estado cuya trayectoria puede ser extendida por un tiempo infinito. En [124], se estudia la existencia y la estabilidad de trayectorias periódicas para sistemas híbridos los cuales son modelados como autómatas. En [125], se establece que la estabilidad asintótica global de cada subsistema y la conmutación por pares de los campos vectoriales que definen esos subsistemas, son condiciones suficientes para la estabilidad asintótica global del sistema conmutado. Esto, para un sistema no lineal conmutado compuesto de una familia finita de subsistemas. En [126], se introducen conceptos tales como, tiempo máximo y mínimo de

permanencia. Estos términos están asociados al tiempo de acoplamiento requerido por cada subsistema para proveer estabilidad a un sistema híbrido. Además, se introduce el concepto de redundancia en la aplicación de cada subsistema, este enfoque se utiliza para la formulación de las propiedades de estabilidad. En [127], se propone un modelo generalizado de redes de Petri para un sistema híbrido. Se establecen condiciones suficientes para verificar estabilidad, que se fundamentan en el no incremento de la función de Lyapunov a lo largo de toda la secuencia de conmutación. Un trabajo parecido se presenta en [128], pero se utiliza un modelo genérico para representar el sistema híbrido. El mismo enfoque de identificación de secuencias que no incrementan la función de Lyapunov se utiliza en [129], para sistemas híbridos cuasiperiódicos con incertidumbre.

### 3.2.5. Estabilidad de sistemas híbridos mediante la transformación de Poincaré

En esta sección se presentan los conceptos básicos para analizar la estabilidad de un sistema utilizando la transformación de Poincaré. Esta técnica basa su análisis en las trayectorias periódicas y los ciclos límite de un sistema híbrido. A continuación se presenta una breve descripción de esta metodología.

La transformación de Poincaré permite obtener una recurrencia discreta a partir de las intersecciones de una trayectoria continua con una variedad diferenciable, que puede ser un hiperplano. Sea un sistema cualquiera

$$\dot{x} = f(x), \quad x \in R^n \tag{3.2.20}$$

donde  $f(x)$  describe una trayectoria  $\phi_i(x_0)$ , a partir de una condición inicial cualquiera  $x(t_0) =$

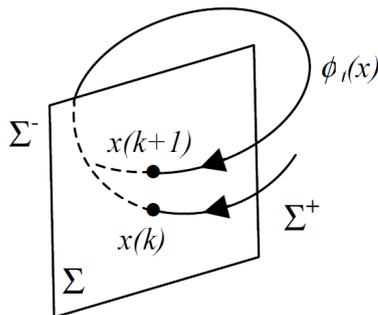


Figura 3.3: Plano de Poincaré

$x_0$ , y sea  $\Sigma$ , un hiperplano (denominado plano de Poincaré), que corta a  $\phi_i$ , en toda la región de interés. Entonces las consecutivas soluciones de (3.2.20), para puntos  $x \in \sigma$ , determinarán una secuencia de eventos discretos  $P(x)$ .

El plano de Poincaré divide el espacio de estados de (3.2.20), en dos subespacios denominados  $\Sigma^+$  y  $\Sigma^-$ . El punto  $x(k)$ , representa una intersección cualquiera de la trayectoria  $\phi_i$ , sobre el plano de Poincaré, por ejemplo, cruzando desde  $\Sigma^+$  a  $\Sigma^-$ . El próximo punto perteneciente a  $\Sigma$ , obtenido cuando la trayectoria retorna por primera vez a  $\Sigma$  en sentido de  $\Sigma^+$  a  $\Sigma^-$ , en  $t = \xi(x)$ , corresponde a  $x(k + 1)$ .

La transformación de Poincaré reemplaza un sistema continuo en el tiempo, de orden  $n$ , por un sistema discreto de orden  $n - 1$  [130].

Una manera eficiente de ubicar un plano de Poincaré en un sistema híbrido es hacerlo coincidir con la o las condiciones de conmutación. Así, por ejemplo, para un sistema híbrido con dos modos continuos  $q_0$  y  $q_1$ , siendo  $g_{01}$  la condición de conmutación entre ambos, el plano de Poincaré lo conformará el lugar geométrico de todos los  $x \in g_{01}$ . La transformación de Poincaré contendrá la secuencia de todos los eventos discretos de la trayectoria, consiguiendo describir el comportamiento del sistema como un sistema discreto.

### 3.2.6. Estabilidad de sistemas híbridos mediante Lagrange

En esta sección se explica de manera general el concepto de estabilidad de Lagrange. Esa metodología consiste en analizar las propiedades de la trayectoria de un punto  $x$ , de un sistema dinámico  $f(t, x)$ , en un espacio métrico  $S$ , de tal manera que dicha trayectoria  $f(t, x)$ , esté contenida en un grupo denominado pre-compacto. Si  $S = R^n$ , entonces la estabilidad de Lagrange determina la acotación de la trayectoria. Si para todo  $t \in R^+$  (para todo  $t \in R^-$ ), el punto  $x$ , está contenido en un grupo pre-compacto, entonces la trayectoria  $f(t, x)$ , se denomina positivamente (negativamente), estable en Lagrange.

El concepto de la estabilidad de Lagrange fue introducido por H. Poincaré en relación con el análisis de los resultados de J.L. Lagrange, sobre la estabilidad de las órbitas planetarias.

En algunos trabajos se utiliza este concepto, [131]-[133]. En [131], Hassibi utiliza una función de Lyapunov cuadrática por partes que depende del estado discreto aplicado. Cada función de Lyapunov es calculada mediante programación semidefinida (subcampo de la optimización convexa) y mediante optimización básica de redes. En [132, 133], se enuncian teoremas de acotamiento uniforme y acotamiento final uniforme. En [106]-[108], se estudia la estabilidad de Lagrange para sistemas conmutados e híbridos utilizando Sistemas de Función Iterada, (IFS por sus siglas en inglés).

## 3.3. Conclusiones

En este capítulo se presentó una revisión bibliográfica de las distintas formas de verificar estabilidad en sistemas híbridos. De lo presentado se concluye lo siguiente:

- Dado que la teoría de Lyapunov depende de una evaluación general del comportamiento

de las trayectorias de un sistema y no de un estudio del lugar geométrico de las raíces, ni de un análisis de los valores propios del sistema, se considera una herramienta efectiva para verificar la estabilidad en sistemas no lineales o en sistemas lineales con incertidumbre.

- En este sentido, con esta teoría es posible verificar estabilidad de sistemas con dinámica híbrida y conmutada, cuyos subsistemas son lineales, tal como el modelo híbrido del convertidor multicelular.
- Con el concepto de estabilidad cuadrática, se pueden analizar sistemas que combinan dinámicas lineales y no lineales. Las distintas maneras de hacerlo son: mediante el establecimiento de una función común de Lyapunov, mediante múltiples funciones de Lyapunov o mediante la adecuación de las definiciones que enuncia el teorema directo de Lyapunov.
- Cuando se establece una función común de Lyapunov, cada subsistema aplicado debe provocar un decremento en dicha función a lo largo de una secuencia de conmutación específica. Por lo que encontrar una función que cumpla con esta restricción resulta muy complicado.
- Cuando se establecen múltiples funciones de Lyapunov, cada función debe decrementar ante la aplicación del correspondiente subsistema, de tal manera que la estabilidad se garantiza imponiendo restricciones en la conmutación.
- La modificación de las definiciones del método directo de Lyapunov se realiza en función del modelo matemático utilizado.
- El método de Poincaré basa su análisis en las trayectorias periódicas y los ciclos límite del sistema híbrido. Mientras que el método de Lagrange basa su análisis en la contención de todas las trayectorias del sistema híbrido en grupo denominado pre-compacto.

# Capítulo 4

## Estrategia de balance de tensión para el convertidor multicelular con modelo autómatas clásico

### 4.1. Resumen

En este capítulo se desarrolla el modelo matemático híbrido de un convertidor multicelular serie. El modelo planteado se fundamenta en la estructura de los modelos autómatas clásicos. También se desarrolla una estrategia para regular la tensión de los condensadores del convertidor en un nivel de referencia establecido. Esta estrategia consiste en seleccionar el mejor estado de conmutación de entre los estados redundantes disponibles, y para ello se propone una metodología de selección basada en el análisis de múltiples funciones de Lyapunov. Tanto el modelo como la estrategia de control se sintetizan mediante la automatización híbrida, asegurando dos

objetivos primordiales: a) el nivel de tensión a la salida del convertidor de acuerdo a la técnica de modulación por ancho de pulso y b) el balance de la tensión de los condensadores. El esquema propuesto se valida con resultados experimentales.

## 4.2. Introducción

Como se mencionó en el Capítulo 1, el convertidor multicelular posee una dinámica continua y otra discontinua. En este sentido, es factible modelar su comportamiento mediante la teoría de sistemas híbridos utilizando dos enfoques. El primero como un autómata clásico y el segundo con un enfoque de sistemas de eventos discretos. En el Capítulo 2, se describieron las herramientas básicas para llevar a cabo la automatización híbrida (autómata clásico) y el modelado mediante redes de Petri. En el Capítulo 3, se presentaron las diversas formas de verificar estabilidad de este tipo de sistemas. Valiéndonos de estos dos antecedentes, en este capítulo se integra, en un esquema denominado automatización híbrida, el modelo instantáneo del convertidor con una regla de conmutación, cuya función es balancear la tensión de los condensadores del convertidor [134].

En cuanto a los modelos matemáticos propuestos en la literatura, se han reportado diversos trabajos. [135] plantea un modelo instantáneo, [136] uno armónico y otro promediado se describe en [137]. Estos modelos han servido para desarrollar las distintas leyes de control utilizadas para convertidores multicelulares. Sin embargo, dada la dinámica híbrida del convertidor, una representación basada en sistemas híbridos, puede ser ventajosa para el estudio del convertidor multicelular.

Así, en este capítulo se propone el uso de un modelo instantáneo del convertidor y un esquema de control de las tensiones del convertidor basado en la redundancia de los estados de conmutación. Para cada estado de conmutación se evalúa una función de Lyapunov del sistema y

en base a este análisis, se derivan las reglas de conmutación [138]. A diferencia de otros esquemas que utilizan la redundancia de estados, en este trabajo se definen explícitamente las reglas para escoger los estados de conmutación redundantes. Este algoritmo utiliza tres variables de entrada: (i) el nivel de la tensión de referencia, (ii) el signo del error de la tensión de los condensadores y (iii) el signo de la corriente de salida. Adicionalmente se provee al algoritmo de una frecuencia fija de reloj para mantener una desviación de tensión acotada y menor que un valor máximo permitido. Este esquema de control trabaja independiente al método de modulación. Por último, tanto el modelo matemático instantáneo, como la estrategia de balance de tensión, se integran en un autómata clásico en lo que se denomina como automatización híbrida. Este modelo autómata toma en cuenta la evolución instantánea de las variables de estado (tensión y corriente), en función de los estados discretos aplicados, y a su vez, la aplicación de dichos estados discretos ocurre en función de la evolución de las variables de estado (dinámica continua).

El capítulo está organizado de la siguiente manera, en la Sección 4.2.1, se presenta la descripción y el modelo instantáneo del convertidor multicelular; posteriormente en la Sección 4.3, se propone la estrategia de balance de tensión y el método de selección de los estados redundantes, en la Sección 4.3.3 se propone un modelo autómata clásico. En la sección 4.4 se valida el esquema propuesto mediante experimentación. Finalmente, se concluye al respecto en la Sección 4.5.

### 4.2.1. Descripción y modelo del convertidor

La Fig. 4.1 muestra un convertidor básico de 5 niveles tipo FC, consta de 4 células de conmutación. Cada célula está compuesta de dos interruptores y un condensador flotante o fuente de cd; los interruptores de las células operan de manera complementaria, es decir, si  $S_k : on \rightarrow S'_k : off$ .

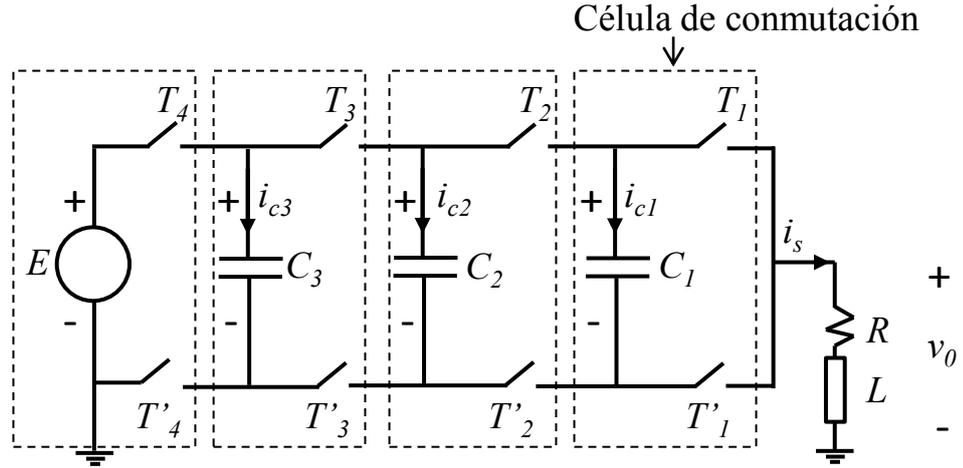


Figura 4.1: Convertidor de cinco niveles de la estructura condensadores flotantes.

Para un convertidor de  $p$ -células, se tiene

$$v_o = \sum_{k=1}^p (v_{c_k} - v_{c_{(k-1)}}) \cdot S_k \quad (4.2.1)$$

$$i_{c_k} = (S_{k+1} - S_k) \cdot i_s \quad (4.2.2)$$

$$v_{T_k} = (v_{c_k} - v_{c_{(k-1)}}) \cdot \bar{S}_k \quad (4.2.3)$$

$$v_{T'_k} = (v_{c_k} - v_{c_{(k-1)}}) \cdot S_k$$

donde  $p$  es el número de células de conmutación;  $v_o$  es la tensión de salida;  $v_{c_k}$  es la tensión e  $i_{c_k}$  es la corriente del  $k$ 'ésimo capacitor, con  $v_{c_0} = 0$ .  $v_{T_k}$  y  $v_{T'_k}$  son las tensiones de los interruptores  $T_k$  y  $T'_k$ , respectivamente. La función de conmutación  $S_k$  está definida como

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{si } T_k \text{ está encendido para } k = 1, \dots, p \\ 0 & \text{si } T_k \text{ está apagado para } k = 1, \dots, p \end{cases} \quad (4.2.4)$$

donde  $\bar{S}_k$ , es el complemento de  $S_k$ . La operación adecuada del convertidor se asegura si

$$v_{c_k} = \frac{k}{p} E \text{ para } k = 1, \dots, p-1 \quad (4.2.5)$$

donde  $E$ , es la tensión de entrada.

La dinámica del convertidor está determinada por el siguiente grupo de ecuaciones

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{v}_{c_1} \\ \dot{v}_{c_2} \\ \vdots \\ \dot{v}_{c_{p-1}} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & (S_1 - S_2)\frac{1}{L} & (S_2 - S_3)\frac{1}{L} & \cdots & (S_{p-1} - S_p)\frac{1}{L} \\ (S_2 - S_1)\frac{1}{C_1} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ (S_3 - S_2)\frac{1}{C_2} & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ (S_p - S_{p-1})\frac{1}{C_{p-1}} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}}_{A_{q_i}} \begin{bmatrix} i_s \\ v_{c_1} \\ v_{c_2} \\ \vdots \\ v_{c_{p-1}} \end{bmatrix} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot S_p \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}}_{b_{q_i}} E
 \end{aligned} \tag{4.2.6}$$

donde  $A_{q_i} \in R^{n \times n}$ ,  $b_{q_i} \in R^{n \times 1}$ , y  $S_k$  representa una componente de (4.2.4). El sistema de la ec. (4.2.6) representa un sistema dinámico híbrido, que en forma compacta se puede representar como

$$\begin{aligned}
 \dot{x}(t) &= f(x, q_i, t) = A_{q_i}x + b_{q_i}u \\
 y &= h(x, q_i, t) = C(q_i)x
 \end{aligned} \tag{4.2.7}$$

donde  $x$  es el grupo de variables de estado  $x = [i_s, v_{c_1}, v_{c_2}, \dots, v_{c_{p-1}}]^T$ ,  $q_i$  representa una operación discontinua específica,  $q_i : \{S_1, S_2, \dots, S_p\}$ ,  $p$  es el número de células de conmutación y  $u$  es la fuente de entrada.

### 4.3. Estrategia de balance de tensión de los condensadores

La tensión de los condensadores está determinada por la corriente de salida y el nivel de tensión está determinado por la función de conmutación. En la Tabla 4.1, se muestra la tensión de salida  $v_o$ , y el sentido de la corriente  $i_s$ , en cada condensador del convertidor de 4 células, según el estado de conmutación aplicado. De esta tabla se puede ver que para los niveles 1, 2 y 3, existe más de un estado de conmutación posible, y que la tensión de los condensadores es diferente para cada estado redundante. Esta característica será explotada para desarrollar la estrategia de control de la tensión de los condensadores.

Tabla 4.1: Evolución de la tensión y la corriente del convertidor en función de los estados de conmutación

Estado	$S_4$	$S_3$	$S_2$	$S_1$	$v_o$	$i_{c3}$	$i_{c2}$	$i_{c1}$	Nivel ( $\alpha$ )
$q_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$q_1$	0	0	0	1	$E/4$	0	0	$-i_s$	1
$q_2$	0	0	1	0	$E/4$	0	$-i_s$	$i_s$	1
$q_3$	0	0	1	1	$E/2$	0	$-i_s$	0	2
$q_4$	0	1	0	0	$E/4$	$-i_s$	$i_s$	0	1
$q_5$	0	1	0	1	$E/2$	$-i_s$	$i_s$	$-i_s$	2
$q_6$	0	1	1	0	$E/2$	$-i_s$	0	$i_s$	2
$q_7$	0	1	1	1	$3E/4$	$-i_s$	0	0	3
$q_8$	1	0	0	0	$E/4$	$i_s$	0	0	1
$q_9$	1	0	0	1	$E/2$	$i_s$	0	$-i_s$	2
$q_{10}$	1	0	1	0	$E/2$	$i_s$	$-i_s$	$i_s$	2
$q_{11}$	1	0	1	1	$3E/4$	$i_s$	$-i_s$	0	3
$q_{12}$	1	1	0	0	$E/2$	0	$i_s$	0	2
$q_{13}$	1	1	0	1	$3E/4$	0	$i_s$	$-i_s$	3
$q_{14}$	1	1	1	0	$3E/4$	0	0	$i_s$	3
$q_{15}$	1	1	1	1	$E$	0	0	0	4

$S_k$  Estados de conmutación: (1) *on*, (0) *off*  
 $v_o$  Tensión de salida  
 $i_s$  Corriente de salida  
 $i_{c_k}$  Corriente a través del  $k$ 'ésimo capacitor  
 $\alpha$  Nivel de tensión de salida

Enseguida se presenta una estrategia de control basada en la redundancia de estados. El objetivo es regular las tensiones de los condensadores y asegurar los niveles de tensión de

referencia en la salida del convertidor.

### 4.3.1. Análisis de los estados de conmutación

Sea

$$Q = \{q_0, \dots, q_{15}\} \quad (4.3.1)$$

$$Q_0 = \{q_0\} \quad (4.3.2)$$

$$Q_1 = \{q_1, q_2, q_4, q_8\} \quad (4.3.3)$$

$$Q_2 = \{q_3, q_5, q_6, q_9, q_{10}, q_{12}\} \quad (4.3.4)$$

$$Q_3 = \{q_7, q_{11}, q_{13}, q_{14}\} \quad (4.3.5)$$

$$Q_4 = \{q_{15}\} \quad (4.3.6)$$

donde  $Q$  es el conjunto de todos los estados discretos, y  $Q_k \subseteq Q$ , ( $k = 0, \dots, 4$ ), el subconjunto correspondiente al  $k$ 'ésimo nivel de tensión. Entonces, si (4.2.5) define la referencia de tensión del condensador  $v_{c_k}^*$ , el error de tensión del  $k$ 'ésimo condensador se define como

$$e_k = (v_{c_k} - v_{c_k}^*) \quad (4.3.7)$$

donde  $v_{c_k}^*$  se define por (4.2.5), y  $v_{c_k}$  es la tensión del condensador medida. El problema de regulación consiste en encontrar un estado discreto,  $q_i \in Q$ , tal que reduzca el error de tensión en los condensadores y asegure el nivel de la tensión de referencia  $\alpha^*$ . El balance tomará lugar si se cumple que

$$\forall t \exists q_i | (e_k^+ \leq e_k) \wedge \alpha^* \quad (4.3.8)$$

donde  $e_k$  y  $e_k^+$  son los errores de tensión, antes y después de aplicar el estado,  $q_i$ .

Si existe un  $q_i$  que satisface (4.3.8), se espera que todas las trayectorias de la tensión de los condensadores, que inicien en cualquier condición inicial converjan en el valor de tensión de referencia dado por (4.2.5). Para verificar esta propiedad, se define la siguiente función de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{p-1} C_k e_k^2 \quad (4.3.9)$$

derivando (4.3.9)

$$\dot{V} = \sum_{k=1}^{p-1} C_k e_k \dot{e}_k \quad (4.3.10)$$

Entonces, para cualquier estado  $q_i$ , tal que  $\dot{V}_{q_i} < 0$ , la tensión de todos los condensadores convergerá a sus respectivos valores de referencia.

Considerando valores de la tensión de referencia constantes en un periodo de conmutación, y substituyendo,  $\dot{v}_{c_k}$ , de (4.2.6),  $\dot{V}$  se puede expresar de la siguiente manera

$$\dot{V} = \sum_{k=1}^{p-1} e_k (S_{k+1} - S_k) i_s \quad (4.3.11)$$

Enseguida, se evalúa (4.3.11), para cada  $q_i \in Q$ , para obtener  $\dot{V}_{q_i}$ . La Tabla 4.2 muestra las ecuaciones resultantes para  $\dot{V}_{q_i}$ , junto con las condiciones resultantes para conseguir que  $\dot{V}_{q_i} < 0$ , asumiendo que  $i_s > 0$ . Entonces, para cada nivel de tensión discreto  $\alpha$ , existe al menos

un estado de conmutación que cumple con (4.3.8).

Tabla 4.2: Ecuaciones resultantes por la aplicación de los estados discretos  $q_i$ , en (4.3.11)

$q_i \in Q$	$S_4$ $S_3$ $S_2$ $S_1$	Ecuación resultante, $\dot{V}_i$	Condición para conseguir $\dot{V} < 0$
$q_0$	0 0 0 0	$\dot{V}_0 = 0$	x
$q_1$	0 0 0 1	$\dot{V}_1 = -e_1$	$e_1 > 0$
$q_2$	0 0 1 0	$\dot{V}_2 = e_1 - e_2$	$(e_1 < 0) \wedge (e_2 > 0)$
$q_3$	0 0 1 1	$\dot{V}_3 = -e_2$	$e_2 > 0$
$q_4$	0 1 0 0	$\dot{V}_4 = e_2 - e_3$	$(e_2 < 0) \wedge (e_3 > 0)$
$q_5$	0 1 0 1	$\dot{V}_5 = -e_1 + e_2 - e_3$	$(e_1 > 0) \wedge (e_2 < 0) \wedge (e_3 > 0)$
$q_6$	0 1 1 0	$\dot{V}_6 = e_1 - e_3$	$(e_1 < 0) \wedge (e_3 > 0)$
$q_7$	0 1 1 1	$\dot{V}_7 = -e_3$	$e_3 > 0$
$q_8$	1 0 0 0	$\dot{V}_8 = e_3$	$e_3 < 0$
$q_9$	1 0 0 1	$\dot{V}_9 = -e_1 + e_3$	$(e_1 > 0) \wedge (e_3 < 0)$
$q_{10}$	1 0 1 0	$\dot{V}_{10} = e_1 - e_2 + e_3$	$(e_1 < 0) \wedge (e_2 > 0) \wedge (e_3 < 0)$
$q_{11}$	1 0 1 1	$\dot{V}_{11} = -e_2 + e_3$	$(e_2 > 0) \wedge (e_3 < 0)$
$q_{12}$	1 1 0 0	$\dot{V}_{12} = e_2$	$e_2 < 0$
$q_{13}$	1 1 0 1	$\dot{V}_{13} = -e_1 + e_2$	$(e_1 > 0) \wedge (e_2 < 0)$
$q_{14}$	1 1 1 0	$\dot{V}_{14} = e_1$	$e_1 < 0$
$q_{15}$	1 1 1 1	$\dot{V}_{15} = 0$	x

### 4.3.2. Selector de estados

El estado de conmutación debe cumplir dos objetivos, como se establece en (4.3.8). Uno es balancear las tensiones de los condensadores, y la otra es asegurar el nivel de la tensión de referencia. El estado de conmutación se determina utilizando las siguientes reglas

1. Se selecciona el  $Q_i \subseteq Q$ , que corresponda al nivel de tensión de referencia.
2. Considerando los signos de los errores de tensión, de la Tabla 4.2 se escoge del subconjunto  $Q_i$ , el estado  $q_j \in Q_i$ , que cumpla con (4.3.8). Si más de un  $q_j$  es candidato, entonces:
  - Se Selecciona el estado que balancee el mayor número de tensiones de los condensadores, si aún así más de un estado  $q_j$  es candidato, entonces:
    - Se selecciona aquél estado que ocasione que el mayor número de condensadores incremente su valor de tensión.

### 4.3.3. Automatización híbrida del convertidor multicelular

Como se mencionó en el Capítulo 2, el establecimiento de las condiciones de resguardo garantiza la operación deseada del convertidor. Para nuestro caso de estudio, estas condiciones son dadas por la regla de conmutación establecida en la Sección 4.3.2.

Tomando en cuenta lo anterior, y de acuerdo a la definición de Automatización híbrida del Capítulo 2, de los 16 estados discretos dados por la configuración de los  $S_k$  interruptores, para  $k = 4$ , se puede expresar a  $Q$  y  $E$  como:  $Q = \{q_0, q_1, \dots, q_{15}\}$  y  $E = \{E_1, E_2, E_3, E_4\}$ ; donde

$$E_1 = \{(q_0, q_8), (q_8, q_0), (q_0, q_4), (q_4, q_0), (q_0, q_2), (q_2, q_0), \\ (q_0, q_1), (q_1, q_0)\}$$

$$E_2 = \{(q_8, q_6), (q_6, q_1), (q_1, q_{12}), (q_{12}, q_2), (q_2, q_9), (q_9, q_4), \\ (q_4, q_3), (q_3, q_8)\}, \{(q_1, q_6), (q_6, q_8), (q_8, q_3)\}, \\ \{(q_3, q_4), (q_4, q_9), (q_9, q_2), (q_2, q_5), (q_5, q_2), (q_1, q_3)\}$$

$$E_3 = \{(q_{12}, q_{11}), (q_{11}, q_6), (q_6, q_{13}), (q_{13}, q_3), (q_3, q_{14}), \\ (q_{14}, q_9), (q_9, q_7), (q_7, q_{12})\}, \{(q_3, q_{13}), (q_{13}, q_6), \\ (q_6, q_{11}), (q_{11}, q_5), (q_5, q_{11})\}, \{(q_7, q_9), (q_7, q_3)\}$$

$$E_4 = \{(q_{14}, q_{15}), (q_{15}, q_{13}), (q_{13}, q_{15}), (q_{15}, q_{11}), (q_{11}, q_{15}), \\ (q_{15}, q_7), (q_7, q_{15}), (q_{15}, q_{14})\}$$

Los pares  $e = (q, q') \in E_k$ , representan la colección de transiciones discretas permitidas por la regla de conmutación. Así, el estado del sistema está definido como  $x = [i_L \ v_{c_1} \ v_{c_2} \ v_{c_3}]^T$ , con lo que se obtienen las ecuaciones de estado afines para  $q_i$ , de la forma (2.2.1), y se define el subconjunto del espacio de estados continuos  $I(q) = \{I_1, I_2, \dots, I_{15}\} \subseteq X$ . Con el fin de desacoplar la lógica discreta de la dinámica continua, la automatización híbrida  $H$ , para el convertidor multicelular, puede ser descompuesta en dos subsistemas híbridos  $H_1$  y  $H_2$ .  $H_1$ , es una máquina de estados finita gobernando las transiciones discretas y que depende de la señal

continua  $x$  de  $H_2$ , mientras  $H_2$  acepta el símbolo discreto  $\sigma \in \Sigma$  de  $H_1$ , que hará evolucionar el estado continuo  $x$ . En la Fig. 4.2, se muestra el sistema. Cada una de las transiciones discretas y continuas están numeradas para identificar la condición de transición entre un estado y otro. En la Tabla 4.3, se muestran las condiciones para que se lleve a cabo cada una de las transiciones en ambos subsistemas  $H_1$  y  $H_2$ . En la tabla se observan las variables  $i_0 \in \Phi$ , donde  $\Phi = \{0, 1\}$ , indica el sentido de la corriente en el convertidor, 0 hacia afuera y 1 hacia adentro (en este caso de estudio, dado que se tiene al convertidor en una configuración CD-CD, el signo de la corriente siempre tendrá un valor nulo, es decir, siempre irá hacia afuera del convertidor); las componentes de  $\Gamma = \{1, 0\}$ , representan la condición de la tensión del condensador, 0 si  $e_k < 0$  y 1 si  $e_k > 0$ ; el nivel de la tensión de referencia  $\alpha^*$ , está dada por la modulación de ancho de pulso (PS-PWM), y siempre se presenta en niveles adyacentes. El conjunto de estados continuos  $x \in G$ , representa la condición de resguardo para que se pueda llevar a cabo la transición discreta en  $H_1$ .

Cabe destacar que las condiciones de transición de un estado continuo a otro, representadas en la Figura 4.2, y descritas en la Tabla 4.3, determinan la dinámica interna del convertidor multicelular. Con dichas transiciones se mantiene la tensión de cada uno de los condensadores en su respectivo nivel de referencia, por lo que estas condiciones representan la ley de conmutación del sistema híbrido. Partiendo de este planteamiento, en la siguiente sección se verificará la operación de la regla de conmutación.

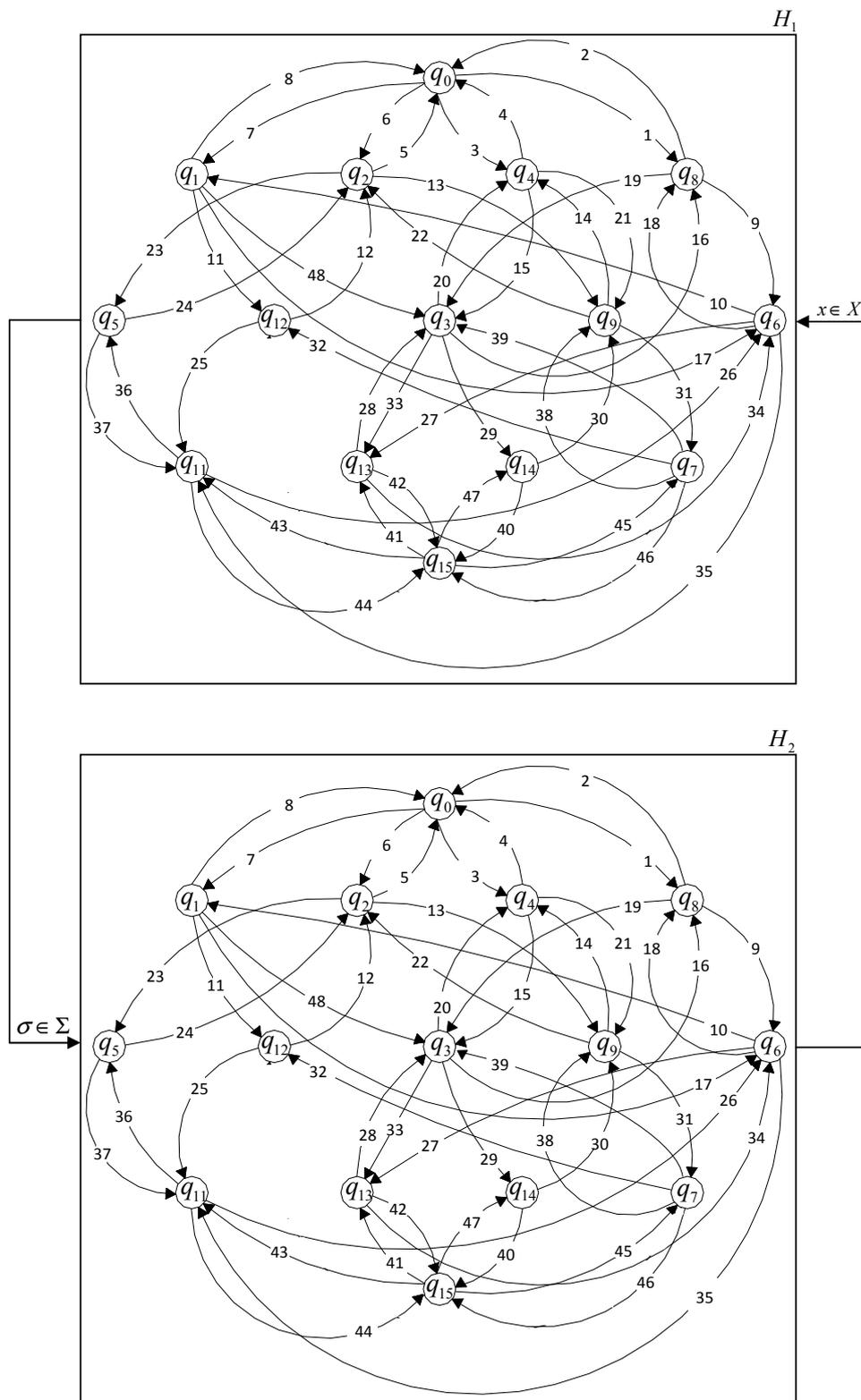


Figura 4.2: Convertidor multicelular modelado como un sistema autómata,  $H_1$  gobierna la evolución discreta y  $H_2$  gobierna la evolución continua

## 4.4. Resultados experimentales

Para verificar el desempeño del controlador propuesto, se construyó un convertidor prototipo de 4 células. Los condensadores flotantes tienen una capacidad de  $390\mu F$ , y se conectó una carga resistiva-inductiva (RL),  $R=238.4\Omega/12.4\Omega$ ,  $L=2.3mH$ . Los semiconductores utilizados son módulos IGBTs de potencia marca POWEREX CM200-DX-24. La foto de este prototipo se muestra en la Fig. 4.3.

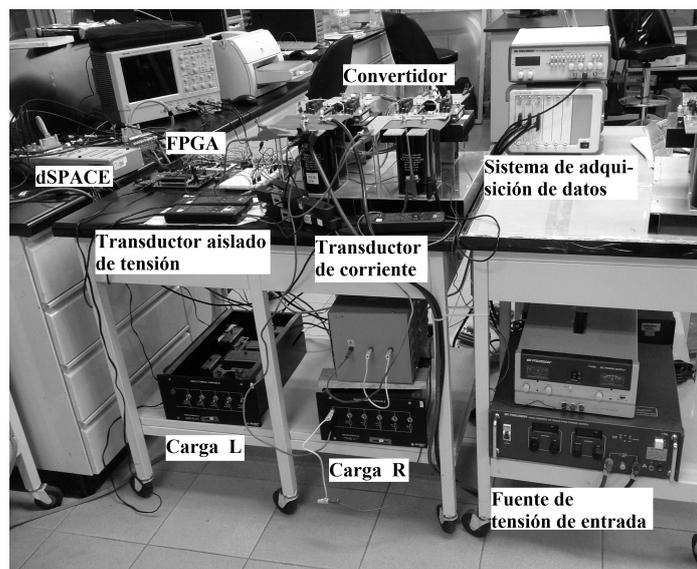


Figura 4.3: Prototipo de laboratorio.

Se realizaron diversos experimentos para verificar el desempeño del esquema de control propuesto. Primero, se utilizó el esquema PS-PWM [139] para controlar el convertidor sin ninguna estrategia de balance. La frecuencia de la señal portadora es de 1kHz y la señal modulante es una senoide a 60Hz. En este caso, la evolución de la tensión del condensador se debe únicamente a la propiedad de balance natural del convertidor. La Fig. 4.4, muestra la evolución de la tensión de cada condensador cuando la tensión de entrada se eleva de 0V a 60V. El balance natural de la tensión depende del tipo de carga conectada al convertidor y en gran medida de la

Tabla 4.3: Condiciones de transición

#	Transición	$H_1$	$H_2$	Resguardo en $H_1$
1	$q_0 \rightarrow q_8$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 1 a 2}$	$\sigma = \sigma_1$	$x \in G_{08}$
2	$q_8 \rightarrow q_0$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 2 a 1}$	$\sigma = \sigma_2$	$x \in G_{80}$
3	$q_0 \rightarrow q_4$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 1 a 2}$	$\sigma = \sigma_3$	$x \in G_{04}$
4	$q_4 \rightarrow q_0$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 2 a 1}$	$\sigma = \sigma_4$	$x \in G_{40}$
5	$q_2 \rightarrow q_0$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 2 a 1}$	$\sigma = \sigma_5$	$x \in G_{20}$
6	$q_0 \rightarrow q_2$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 1 a 2}$	$\sigma = \sigma_6$	$x \in G_{02}$
7	$q_0 \rightarrow q_1$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 1 a 2}$	$\sigma = \sigma_7$	$x \in G_{01}$
8	$q_1 \rightarrow q_0$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 2 a 1}$	$\sigma = \sigma_8$	$x \in G_{10}$
9	$q_8 \rightarrow q_6$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_7$	$x \in G_{86}$
10	$q_6 \rightarrow q_1$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{10}$	$x \in G_{61}$
11	$q_1 \rightarrow q_{12}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{11}$	$x \in G_{11}$
12	$q_{12} \rightarrow q_2$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{12}$	$x \in G_{122}$
13	$q_2 \rightarrow q_9$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{13}$	$x \in G_{29}$
14	$q_9 \rightarrow q_4$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{14}$	$x \in G_{94}$
15	$q_4 \rightarrow q_3$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{15}$	$x \in G_{43}$
16	$q_{12} \rightarrow q_2$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{16}$	$x \in G_{122}$
17	$q_1 \rightarrow q_6$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{17}$	$x \in G_{16}$
18	$q_6 \rightarrow q_8$	$i_0 = 0 \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{18}$	$x \in G_{68}$
19	$q_8 \rightarrow q_3$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{19}$	$x \in G_{83}$
20	$q_3 \rightarrow q_4$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{20}$	$x \in G_{34}$
21	$q_3 \rightarrow q_4$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{21}$	$x \in G_{49}$
22	$q_9 \rightarrow q_2$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{22}$	$x \in G_{92}$
23	$q_2 \rightarrow q_5$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{23}$	$x \in G_{25}$
24	$q_5 \rightarrow q_2$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 2}$	$\sigma = \sigma_{24}$	$x \in G_{52}$
25	$q_{12} \rightarrow q_{11}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{25}$	$x \in G_{1211}$
26	$q_{11} \rightarrow q_6$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 4 a 3}$	$\sigma = \sigma_{26}$	$x \in G_{34}$
27	$q_6 \rightarrow q_{13}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{27}$	$x \in G_{34}$
28	$q_{13} \rightarrow q_3$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 3}$	$\sigma = \sigma_{28}$	$x \in G_{133}$
29	$q_3 \rightarrow q_{14}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{29}$	$x \in G_{314}$
30	$q_{14} \rightarrow q_9$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 3}$	$\sigma = \sigma_{30}$	$x \in G_{149}$
31	$q_9 \rightarrow q_7$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{31}$	$x \in G_{97}$
32	$q_7 \rightarrow q_{12}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 3}$	$\sigma = \sigma_{32}$	$x \in G_{712}$
33	$q_3 \rightarrow q_{13}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{33}$	$x \in G_{313}$
34	$q_{13} \rightarrow q_6$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 4 a 3}$	$\sigma = \sigma_{34}$	$x \in G_{136}$
35	$q_6 \rightarrow q_{11}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{35}$	$x \in G_{611}$
36	$q_{11} \rightarrow q_{15}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{36}$	$x \in G_{1115}$
37	$q_5 \rightarrow q_{11}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 3}$	$\sigma = \sigma_{37}$	$x \in G_{511}$
38	$q_7 \rightarrow q_9$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 4 a 3}$	$\sigma = \sigma_{38}$	$x \in G_{679}$
39	$q_7 \rightarrow q_3$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 5}$	$\sigma = \sigma_{39}$	$x \in G_{73}$
40	$q_{14} \rightarrow q_{15}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 5 a 4}$	$\sigma = \sigma_{40}$	$x \in G_{1415}$
41	$q_{15} \rightarrow q_{13}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 5}$	$\sigma = \sigma_{41}$	$x \in G_{1513}$
42	$q_{13} \rightarrow q_{15}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 5 a 4}$	$\sigma = \sigma_{42}$	$x \in G_{1315}$
43	$q_{15} \rightarrow q_{11}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 0 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 5}$	$\sigma = \sigma_{43}$	$x \in G_{1511}$
44	$q_{11} \rightarrow q_{15}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 3 a 4}$	$\sigma = \sigma_{44}$	$x \in G_{1115}$
45	$q_{15} \rightarrow q_7$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 5 a 4}$	$\sigma = \sigma_{45}$	$x \in G_{157}$
46	$q_7 \rightarrow q_{15}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 4 a 5}$	$\sigma = \sigma_{46}$	$x \in G_{715}$
47	$q_{15} \rightarrow q_{14}$	$(i_0 = 0 \vee i_0 = 1) \wedge Cv_{c1} = 1 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 1 \wedge \text{Nivel 5 a 4}$	$\sigma = \sigma_{47}$	$x \in G_{1514}$
48	$q_1 \rightarrow q_3$	$i_0 = 1 \wedge Cv_{c1} = 0 \wedge Cv_{c2} = 1 \wedge Cv_{c3} = 0 \wedge \text{Nivel 2 a 3}$	$\sigma = \sigma_{48}$	$x \in G_{13}$

simetría de las señales de control. Para cargas altamente inductivas, no se garantiza el balance natural y si se llega a establecer, su dinámica podría ser muy lenta. La Fig. 4.4(a), muestra la tensión de los condensadores cuando la constante de tiempo de la carga ( $L/R$ ), es de  $9.64\mu s$ , mientras que en la Fig. 4.4(b) es de  $185.5\mu s$ . Cabe destacar que para un valor pequeño en la constante de tiempo, la propiedad de balance natural es suficiente para establecer el balance de tensión en los condensadores, sin embargo cuando incrementa este valor, esta propiedad no es capaz de balancear las tensiones de los condensadores. Adicionalmente, en la Fig. 4.5 se muestra la tensión de los condensadores cuando se modifica la resistencia de la carga de  $R=238.4\Omega$  a  $R=12.4\Omega$  y regresando a  $R=238.4\Omega$ , mientras que la inductancia de la carga se mantiene fija a un valor de  $L=2.3mH$ . En este caso, para valores muy altos de resistencia, es decir, valores muy bajos en la constante de tiempo, se consigue el balance de tensión en los condensadores, pero cuando se incrementa la constante de tiempo, el balance de las tensiones de los condensadores no se lleva a cabo. Además, las inexactitudes introducidas por el proceso de implementación, tales como, la asimetría en las señales de control, son factores que impiden que el balance natural tenga lugar con precisión.

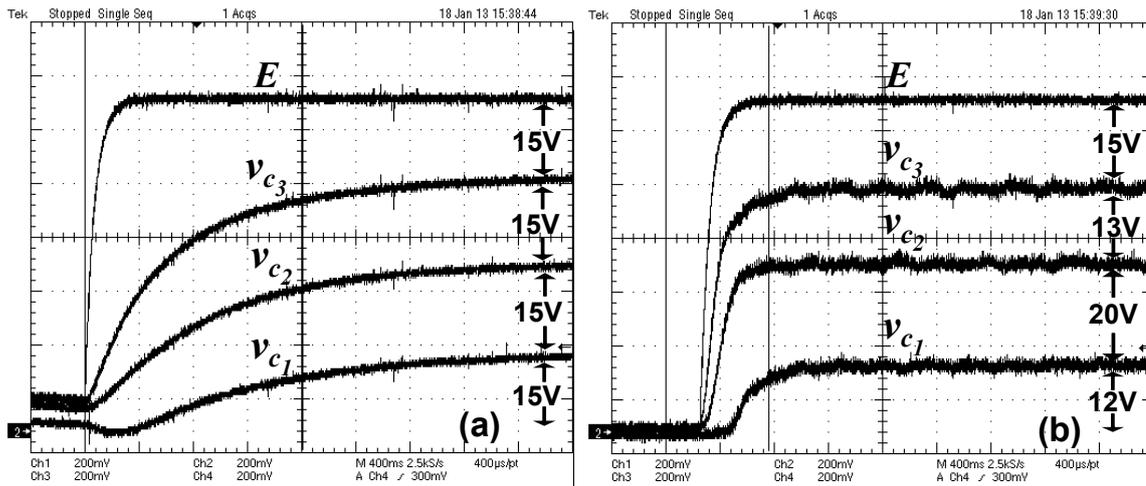


Figura 4.4: Tensiones de los condensadores ante elevación de tensión con balance natural. (a) Carga  $R - L$ , con  $R = 238,4 \Omega$  y  $L = 2,3 \text{ mH}$ , (b) Carga  $R - L$ , con  $R = 12,4 \Omega$  y  $L = 2,3 \text{ mH}$ . Escalas: tensión 10 V/div, tiempo 400 ms/div.

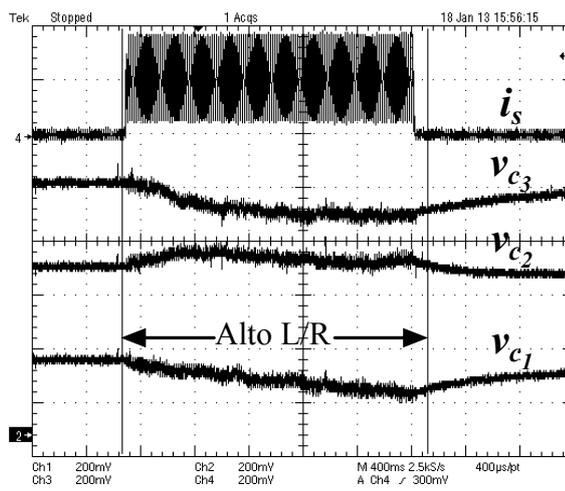


Figura 4.5: Tensiones de los condensadores ante un cambio de carga con balance natural. Escalas: tensión 10 V/div, corriente 2 A/div, tiempo 400 ms/div.

Enseguida se presentan los resultados obtenidos con el esquema de control propuesto. Para llevar a cabo el control de la implementación se utilizó un sistema de desarrollo dSPACE 1104

y una tarjeta de desarrollo FPGA marca Actel ProASIC. La Fig. 4.6(a) muestra el diagrama de bloques del control implementado. El sistema dSPACE genera el nivel de tensión de referencia, el signo del error de tensión de cada condensador y el signo de la corriente de salida. El algoritmo de control se programó como una tabla de búsqueda (look-up table) en la tarjeta FPGA, cuyo direccionamiento se realiza mediante 7 bits: un bit para el signo de la corriente de salida, tres bits para el signo de los errores de tensión y tres bits para el nivel de tensión de referencia (ver Fig. 4.6(b)). Los bits utilizados para la referencia de tensión se actualizan cada  $20\mu s$ , mientras que los bits utilizados para la señal de los errores de tensión y la corriente de salida se actualizan cada  $400\mu s$ . La forma de onda de la tensión de salida se sintetiza utilizando un esquema PS-PWM, con portadoras triangulares a 1kHz. La secuencia de las señales de control que se obtiene del proceso de modulación PWM, se codifica como un nivel de tensión -utilizando tres bits-, y posteriormente este nivel de tensión se usa como la referencia de nivel de la tensión de salida, en el algoritmo de balance propuesto. En la evaluación experimental se utilizaron tres formas de onda para la tensión de salida: trapezoidal, escalonada y sinusoidal.

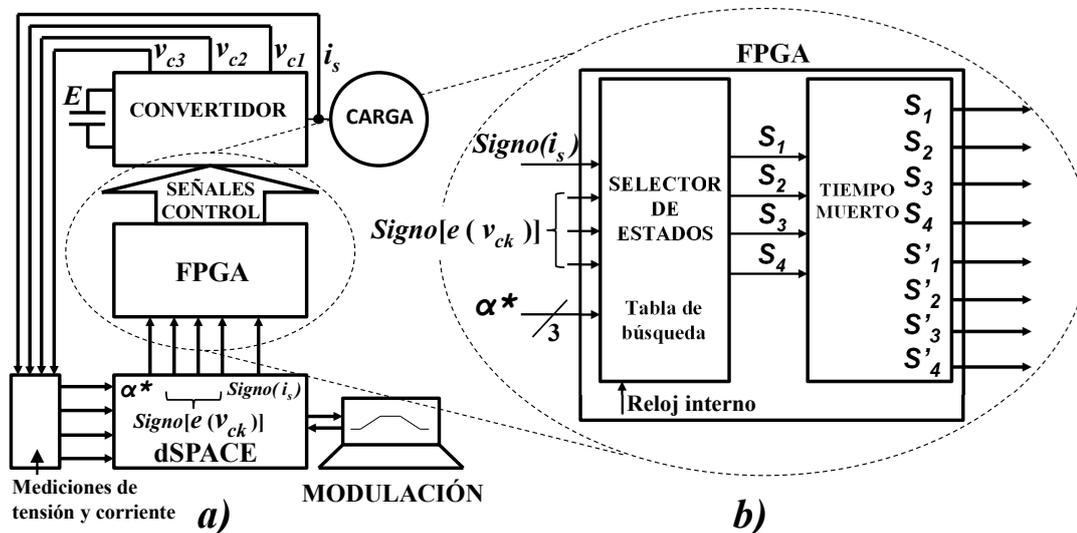


Figura 4.6: (a) Diagrama de bloques de la estrategia de control propuesta, (b) Implementación del algoritmo de control en la tarjeta FPGA.

Primeramente, se verificó el desempeño del control ante un escalón en la tensión de entrada, se elevó la tensión de 0 a 60V en 200ms. La Fig. 4.7(a)-(d), muestra que las tensiones de los condensadores flotantes se balancean durante el arranque, asegurando que los semiconductores de potencia compartan igualitariamente dicha tensión. Adicionalmente, se puede ver que al final del escalón, las tensiones de los condensadores permanecen balanceadas y que la tensión de salida se compone de niveles discretos de tensión, como se observa en la 4.8, lo que resulta benéfico en términos de la calidad de la forma de onda. También, en la Fig. 4.8, se puede observar que la corriente de salida corresponde a cada una de las 4 diferentes formas de onda de la tensión de salida comandadas.

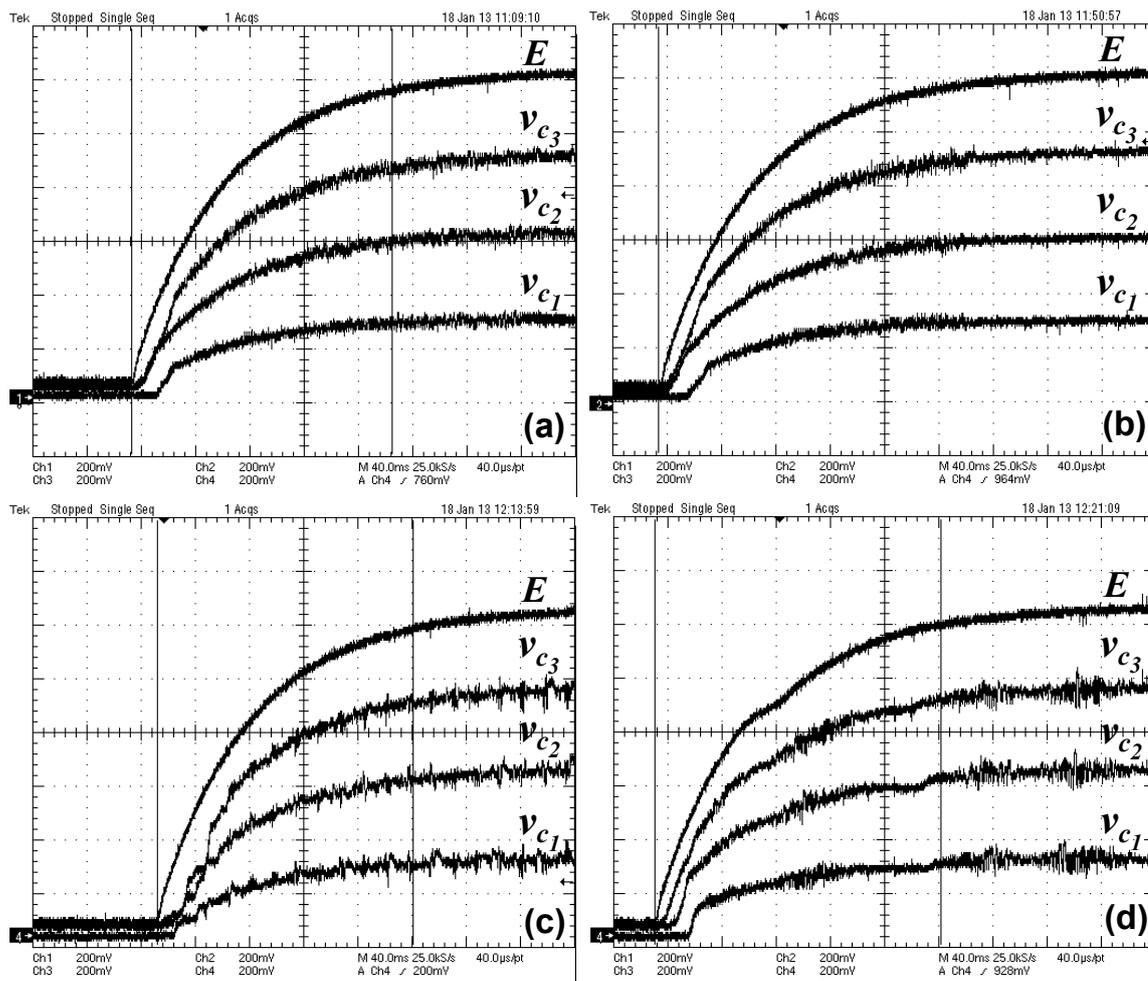


Figura 4.7: Tensiones de los condensadores ante elevación de tensión con el esquema de control propuesto y con cuatro diferentes formas de onda en la modulación. Carga  $R - L$ , con  $R=12.4 \Omega$  y  $L=23 \text{ mH}$ . (a) Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: tensión 10 V/div, tiempo 40ms/div.

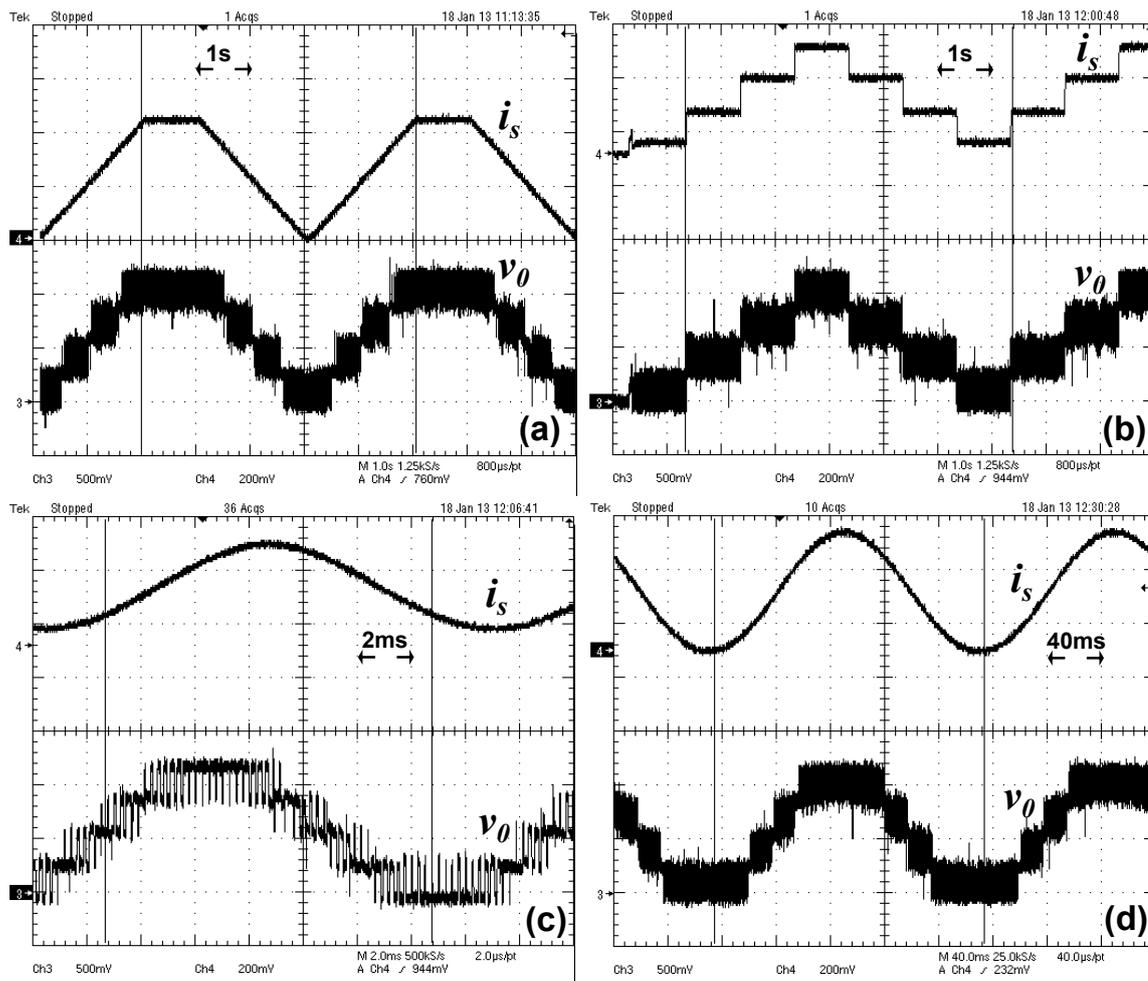


Figura 4.8: Tensión de salida y corriente de salida, utilizando el esquema de balance propuesto. Carga  $R - L$ , con  $R=12.4 \Omega$  y  $L=23 \text{ mH}$ . (a) Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: Tensión 25 V/div, corriente 2 A/div, tiempo como se indica en la imagen.

Enseguida se evalúa el desempeño de la estrategia propuesta bajo un cambio en la carga. En este caso, la resistencia de carga se modifica entre un valor alto y otro bajo (valor alto de  $238.4\Omega$  y valor bajo de  $12.4\Omega$ ), mientras que la inductancia se mantiene fija a  $23\text{mH}$ . Bajo estas condiciones, el control debe garantizar el balance de tensión en los condensadores flotantes.

La Fig. 4.9, muestra las tensiones de los condensadores cuando ocurre un cambio súbito en la carga. Como se puede observar, las tensiones de los condensadores permanecen balanceadas, incluso ante la presencia de estos cambios en la carga.

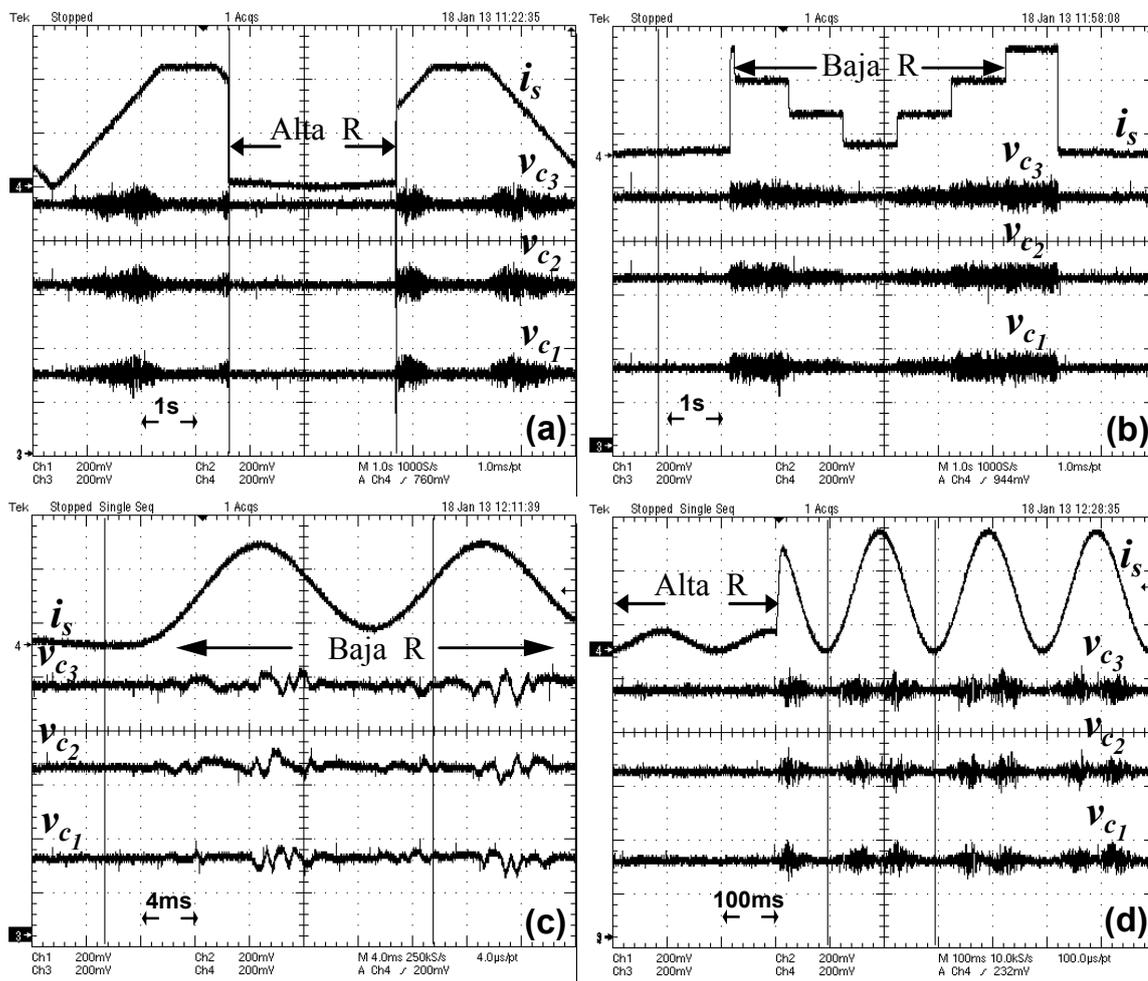


Figura 4.9: Tensiones de los condensadores ante un cambio de carga con el esquema de balance propuesto y con cuatro diferentes formas de onda de modulación. (a) Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: Tensión 10 V/div, corriente 2 A/div, tiempo como se indica en la imagen.

Finalmente, iniciando de una condición equilibrada en la tensión de los condensadores, se

introduce un cambio súbito en la tensión de entrada. Como se muestra en la Fig. 4.10, el esquema de control consigue balancear las tensiones de los condensadores flotantes, tal y como se definió en (4.2.5). Esto asegura que durante el estado transitorio la tensión de entrada, se divida igualitariamente en los semiconductores de potencia.

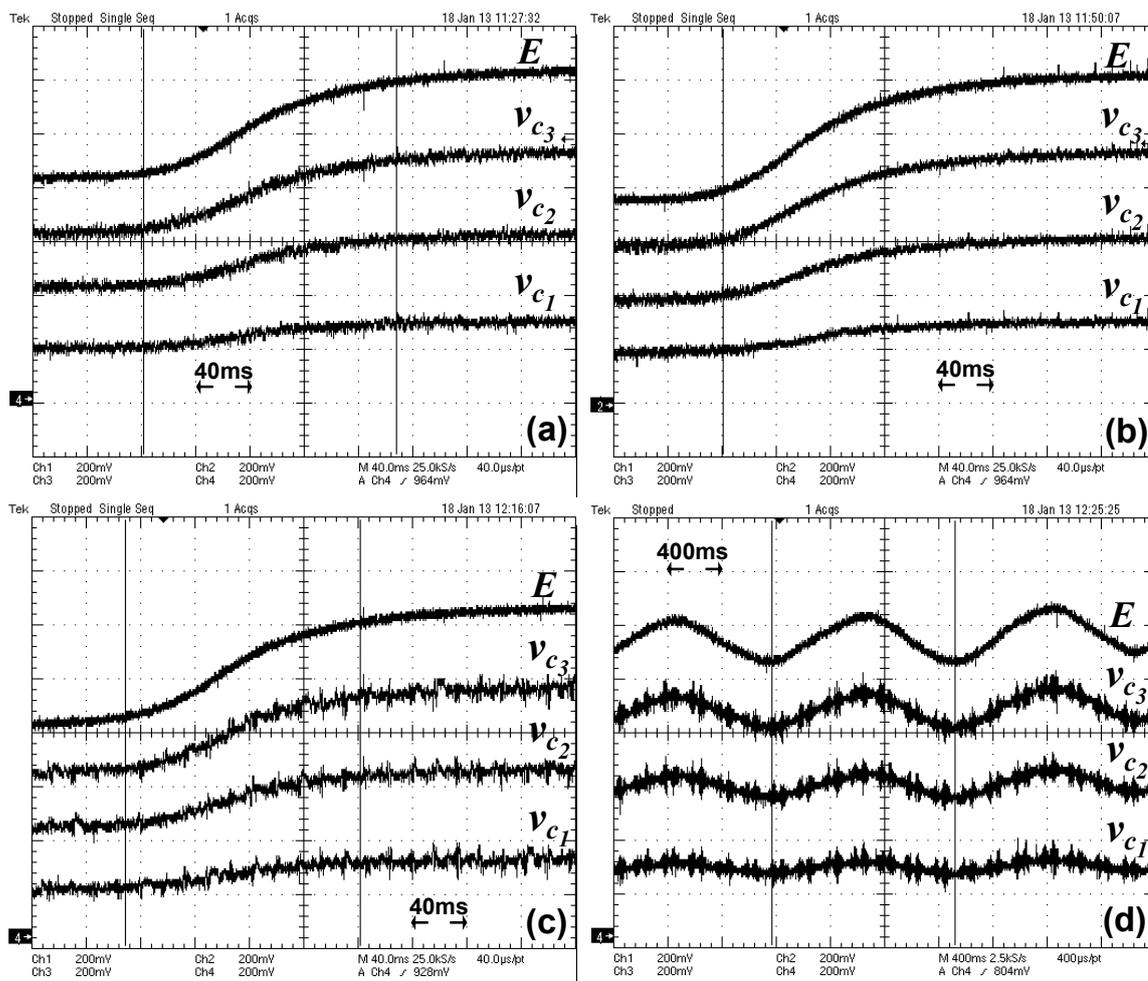


Figura 4.10: Tensiones de los condensadores ante una variación en la tensión de entrada, con el esquema de control propuesto y con 4 diferentes formas de onda de modulación. Carga  $R - L$ , con  $R=12.4\Omega$  y  $L=23\text{mH}$ . (a) Forma de onda de modulación trapezoidal, (b) Forma de onda escalonada, (c) Forma de onda de modulación sinusoidal a 60 Hz, y (d) Forma de onda de modulación sinusoidal a 5 Hz. Escalas: Tensión 10 V/div, tiempo como se indica en la imagen.

## 4.5. Conclusiones

En este capítulo se presentó una estrategia de control que balancea las tensiones de los condensadores flotantes en convertidores multicelulares. La estrategia de conmutación se estableció evaluando sistemáticamente todos los estados de conmutación. Se estableció que los estados de conmutación candidatos son aquellos que reducen el error en las tensiones de los condensadores y aseguran el nivel de la tensión de referencia. En este sentido se determinó que el estado seleccionado es aquél que conduce a las tensiones de los condensadores a sus valores de referencia. Tanto la regla de conmutación como el modelo instantáneo fueron sintetizados en lo que se denomina como automatización híbrida, con el fin de desacoplar la dinámica continua de la discreta y conformar un sistema autómatas. Los resultados experimentales muestran que el balance de tensión se consigue tanto en estado estable como en estado transitorio, asegurando la operación adecuada y segura del convertidor. Los resultados experimentales obtenidos con la estrategia propuesta, son claramente mejores que aquellos obtenidos con el balance natural. Además, en comparación con otros esquemas de balance, basados en la redundancia de estados, en este planteamiento el proceso de selección de los estados de conmutación se establece y se justifica claramente, lo que conduce a una implementación sencilla y directa. Estas características hacen atractivo el esquema propuesto para aplicaciones donde el proceso de modulación por ancho de pulso no existe, como el control directo de par, control por histéresis o control por modos deslizantes, sin embargo también puede ser utilizado en cualquier esquema de modulación por ancho de pulso.

# Capítulo 5

## Estrategia de balance de tensión para el convertidor multicelular con redes de Petri

### 5.1. Resumen

En este capítulo se propone un esquema de control para convertidores multicelulares basado en el enfoque de los sistemas de eventos discretos. El esquema de control fue diseñado utilizando dos redes de Petri. La primera red genera el nivel de tensión necesario para asegurar el seguimiento de la corriente de referencia. La segunda red, resuelve el problema del balance de tensión de los condensadores, -que como se sabe, es inherente a este tipo de convertidores- utilizando la redundancia de estados. La principal ventaja de este enfoque es la unificación del control de corriente y el control de tensión de los condensadores mediante la estructura de las redes de Petri. Así, con este esquema de control, se tiene una actuación directa sobre los semiconductores del convertidor. La evaluación del esquema propuesto se lleva a cabo de manera experimental.

## 5.2. Introducción

Como se mencionó en el capítulo anterior, para solucionar la problemática del desbalance de tensión en los condensadores del convertidor multicelular, existen estrategias de control en lazo abierto y otras en lazo cerrado. Los esquemas de lazo abierto, explotan la propiedad de balance natural que posee el convertidor. Las de lazo cerrado, miden o estiman las tensiones de los condensadores y en base a la comparación con sus respectivos valores de referencia, se establece una acción de control que genera las señales adecuadas para los interruptores del convertidor.

En este capítulo se propone un esquema de control de lazo cerrado, donde se integra la regulación de la corriente de salida y el balance de las tensiones de los condensadores [140] en un modelo autómatas alterno a los modelos clásicos (como el que se presentó en el Capítulo 4), que utiliza el enfoque de los sistemas de eventos discretos y se denomina redes de Petri (RP). Dada la naturaleza continua y discontinua del convertidor multicelular, se analiza su desempeño desde el punto de vista de los sistemas autómatas. Como se vio en el capítulo anterior, en el enfoque tradicional se establece una máquina de estados que desacopla la parte discreta de la parte continua. Sin embargo, esta estructura requiere una numeración explícita y exhaustiva de todos los estados del sistema, como se puede constatar en la Fig. 4.2 y la Tabla 4.3. En este sentido, las redes de Petri aparecen como una alternativa a los autómatas no temporizados de sistemas de eventos discretos [87]. Una RP no requiere representar explícitamente todos los estados del sistema y está provista de técnicas de análisis (en este documento no se utilizarán, sin embargo pueden ser explotadas en trabajos futuros) para la solución eficiente del problema de control, sin la necesidad de una numeración exhaustiva de todos los estados del sistema [141]. Estas características son explotadas en el esquema de control propuesto.

Así, se propone un esquema de control basado en dos redes de Petri. Para controlar la corriente, se integra una regulación de tipo histéresis en una primera red. Su función es garantizar

el seguimiento de la corriente de referencia mediante la generación de la tensión de referencia necesaria para ese fin. Posteriormente, una segunda RP asegura el nivel de tensión demandado y al mismo tiempo cumple con el balance de tensión de los condensadores mediante el uso de los estados de conmutación redundantes. La estrategia de balance de tensión de los condensadores se basa en el análisis de múltiples funciones de Lyapunov, como se describió en la Sección 4.3.1, del Capítulo 4, pero ahora incorporando también la dinámica dada por la corriente de salida del convertidor.

El capítulo está organizado de la siguiente manera. La Sección 5.3 presenta el modelo instantáneo para un convertidor de 3 células. En la Sección 5.4 se presenta el control basado en RP y el proceso de selección de los estados de conmutación. En la Sección 5.5, se valida experimentalmente el esquema de control propuesto. Finalmente en 5.6 se muestran las conclusiones.

### 5.3. Descripción del convertidor de 3 células y modelo del sistema

De la misma manera que se presentó el convertidor de 5 niveles en el Capítulo 4, en esta sección se adapta el modelo general (4.2.6), a un modelo de 4 niveles con carga R-L, como se muestra en la Fig. 5.1.

Para un convertidor de 3 células se tiene

$$v_o = \sum_{k=1}^p \left( v_{c_k} - v_{c_{(k-1)}} \right) \cdot S_k; \quad k : 1, 2, 3 \quad (5.3.1)$$

$$i_{c_k} = (S_{k+1} - S_k) \cdot i_S; \quad k : 1, 2 \quad (5.3.2)$$

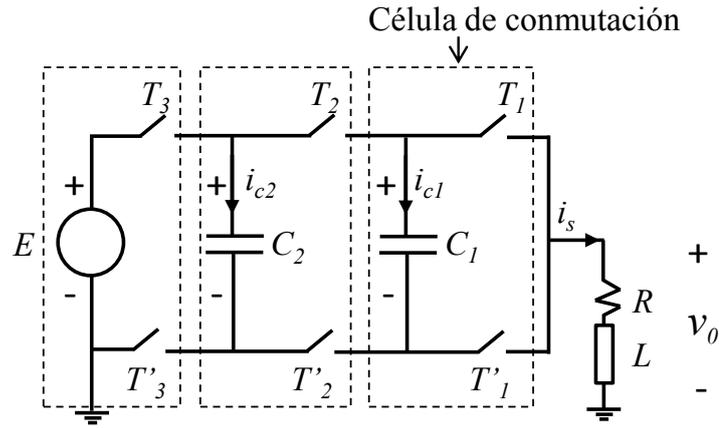


Figura 5.1: Convertidor multicelular de 4 niveles

$$\begin{aligned} v_{T_k} &= (v_{c_k} - v_{c_{(k-1)}}) \cdot \bar{S}_k; \quad k : 1, 2, 3 \\ v_{T'_k} &= (v_{c_k} - v_{c_{(k-1)}}) \cdot S_k; \quad k : 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

donde  $v_o$  es la tensión de salida,  $v_{c_k}$  e  $i_{c_k}$ , son la tensión y la corriente del  $k$ 'ésimo condensador, respectivamente; ( $v_{c_3} = E$  y  $v_{c_0} = 0$ ),  $v_{T_k}$  y  $v_{T'_k}$  son las tensiones de los switches  $T_k$  y  $T'_k$ . La función de conmutación se define como

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{si } T_k \text{ está encendido para } k = 1, 2, 3 \\ 0 & \text{si } T_k \text{ está apagado para } k = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (5.3.4)$$

donde  $\bar{S}_k$  es el complemento de  $S_k$ . La operación adecuada y segura del convertidor se tiene cuando la tensión de salida se compone de niveles de tensión de la misma magnitud, y la tensión de entrada se distribuye igualmente en los semiconductores de potencia, así

$$v_{c_k} = \frac{k}{p} E \text{ for } k = 1, 2 \quad (5.3.5)$$

donde,  $E$  es la tensión de entrada.

Por lo tanto, la dinámica del convertidor de 3 células se determina por el siguiente arreglo de ecuaciones

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{v}_{c_1} \\ \dot{v}_{c_2} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & (S_1 - S_2)\frac{1}{L} & (S_2 - S_3)\frac{1}{L} \\ (S_2 - S_1)\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ (S_3 - S_2)\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{q_i}} \begin{bmatrix} i_s \\ v_{c_1} \\ v_{c_2} \end{bmatrix} \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot S_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{b_{q_i}} E
\end{aligned} \tag{5.3.6}$$

donde  $A_{q_i} \in R^{3 \times 3}$  y  $b_{q_i} \in R^{3 \times 1}$ .

Así, el sistema (5.3.6), se puede representar como [85]

$$\begin{aligned}
\dot{x}(t) &= f(x, q_i, t) = A_{q_i}x + b_{q_i}u \\
y &= h(x, q_i, t) = C(q_i)x
\end{aligned} \tag{5.3.7}$$

donde  $x = [i_s, v_{c_1}, v_{c_2}]^T$  es el conjunto de variables de estado continuas,  $q_i$  representa una acción discontinua específica (ADE)  $q_i : \{S_1, S_2, S_3\}$ ,  $p$  es el número de células de conmutación, en este caso  $p = 3$  y  $u$  es la fuente de entrada  $E$ .

## 5.4. Control híbrido basado en redes de Petri

En esta sección se propone un esquema de control basado en dos redes de Petri (RP), como se muestra en la Fig. 5.2. La primera RP permite la implementación del control de la corriente de salida, asignando el nivel de tensión que el convertidor debe suministrar. La segunda RP, permite la implementación de la regulación de la tensión de los condensadores. El controlador de tensión (modelado por la segunda RP) recibe la referencia del nivel de tensión (modelado por la

primera RP) y la condición de carga de cada condensador. Con esta información y aprovechando la redundancia de los estados de conmutación, el controlador de tensión acciona directamente al convertidor para mantener el balance de tensión y asegurar el nivel de tensión demandado. Para la regulación de la corriente de salida, se utiliza un controlador de tipo histéresis. Se provee de una banda de operación,  $\pm\delta$ , tal que la corriente de referencia,  $i_o$ , permanezca dentro (por ejemplo,  $i_{ref} - \delta \leq i_o \leq i_{ref} + \delta$ ). El nivel de tensión de referencia  $\alpha$ , es una función de la referencia de corriente. Sabiendo que cada nivel de tensión tiene límites de corriente superiores e inferiores –y que estos valores dependen del valor de resistencia de la carga y del valor máximo y mínimo de tensión en cada nivel–, entonces la referencia de corriente se debe garantizar con el nivel de tensión seleccionado. La Fig. 5.3, ilustra el comportamiento del control de la corriente de salida, y la generación del correspondiente nivel de tensión para el convertidor de 4 niveles, donde  $i_{max} = E/R$ , siendo  $R$ , la resistencia de la carga.

Para el balance de tensión de los condensadores, se utiliza la redundancia de estados. La Tabla 5.1 muestra las variables del convertidor de 3 células, donde se observa que para los niveles 2 y 3, existe más que un posible estado de conmutación, y la dinámica de las tensiones de los condensadores es diferente para cada estado redundante. En este sentido, el objetivo de la segunda RP es balancear las tensiones de los condensadores, a sus respectivos valores de referencia, dados por (5.3.5), mientras que al mismo tiempo se asegura el nivel de tensión de referencia a la salida, mediante el uso de las ADEs.

#### 5.4.1. Control de la corriente de salida modelado mediante la primera red de Petri

En esta sección, se define la RP utilizada para el lazo de regulación de corriente. Sea  $(P, T, A, w, z)$  una RP, de acuerdo a la Sección 2.3, donde  $T$  es el conjunto de transiciones

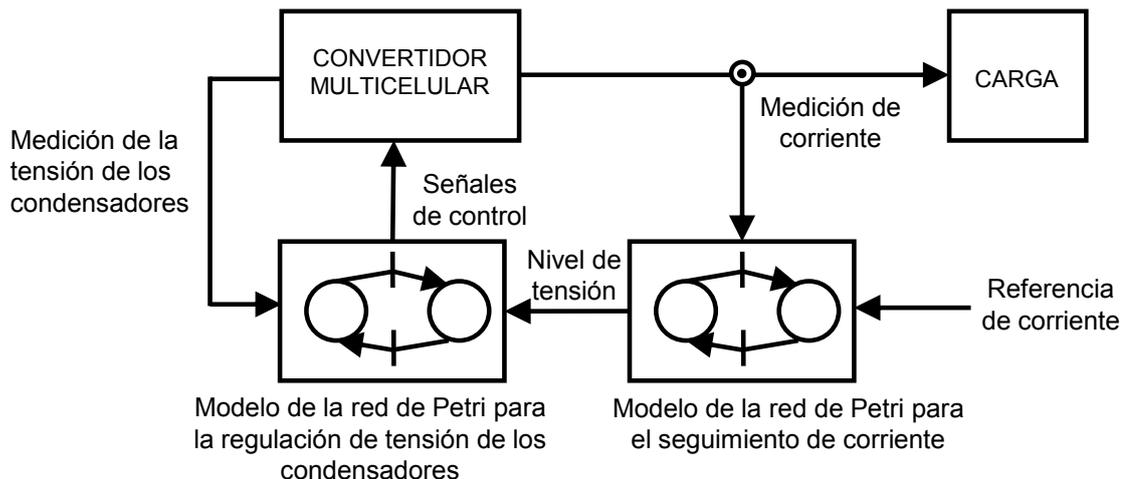


Figura 5.2: Esquema de control con redes de Petri para el control simultáneo de la tensión de los condensadores y la corriente de salida.

(eventos), y  $P$  es el grupo de plazas (condiciones requeridas para habilitar dichos eventos). El grupo  $A$  contiene todos los arcos  $(p_i, t_j)$ , tal que,  $p_i$  es una plaza de entrada de  $t_j$ , y  $(t_j, p_j)$ , tal que  $p_j$  es una plaza de salida de  $t_j$ ,  $w$  es la ponderación asignada a cada arco  $w(p_i, t_j)$  o  $w(t_j, p_j)$ , cuyo valor es un entero positivo,  $z$  representa la marcación o estado de la RP. Cada  $z(p_i)$  representa el número de fichas presentes en cada plaza  $p_i$  de la RP.

La Fig. 5.4 muestra a la RP que modela el controlador de corriente y genera el nivel de la tensión de referencia. Las plazas  $P_1, P_2, P_3$  y  $P_4$ , representan los niveles de tensión (Tabla 5.2). La transición entre una plaza y otra plaza se determina mediante la referencia de corriente y en función de los límites superior e inferior,  $i_{ref} \pm \delta$ , de acuerdo a la Tabla 5.3.

#### 5.4.2. Balance de tensión modelado mediante la segunda red de Petri

La Fig. 5.5 representa el controlador de tensión (modelado mediante la segunda RP) que establece la regulación de las tensiones de los condensadores. Las plazas  $P_5, P_6, P_7$  y  $P_8$ , modelan el estado de los interruptores en cada célula de conmutación,  $S_1, S_2$  y  $S_3$ , respectivamente.

Tabla 5.1: Variables del convertidor en función de los estados de conmutación.

Estado	$S_3$	$S_2$	$S_1$	$v_o$	$i_{c2}$	$i_{c1}$	Nivel ( $\alpha$ )
$q_0$	0	0	0	0	0	0	0
$q_1$	0	0	1	$E/3$	0	$-i_s$	1
$q_2$	0	1	0	$E/3$	$-i_s$	$i_s$	1
$q_3$	0	1	1	$2E/3$	$-i_s$	0	2
$q_4$	1	0	0	$E/3$	$i_s$	0	1
$q_5$	1	0	1	$2E/3$	$i_s$	$-i_s$	2
$q_6$	1	1	0	$2E/3$	0	$i_s$	2
$q_7$	1	1	1	$E$	0	0	3

$S_k$  Estados de conmutación: (1) *encendido*, (0) *apagado*

$v_o$  Tensión de salida

$i_s$  Corriente de salida

$i_{c_k}$  Corriente a través del  $k$ 'ésimo condensador

$\alpha$  Nivel de la tensión de salida

Tabla 5.2: Definición de las plazas en la red de Petri que modela el control de corriente de salida.

Plazas	Designaciones
$P_1$	Nivel de referencia correspondiente a la tensión mínima, $\alpha = 1$ , $0[V]$
$P_2$	Nivel de referencia correspondiente a un tercio de la tensión máxima, $\alpha = 2$ , $\frac{1}{3}E[V]$
$P_3$	Nivel de referencia correspondiente a dos tercios de la tensión máxima, $\alpha = 3$ , $\frac{2}{3}E[V]$
$P_4$	Nivel de referencia correspondiente a la tensión máxima, $\alpha = 4$ , $E[V]$

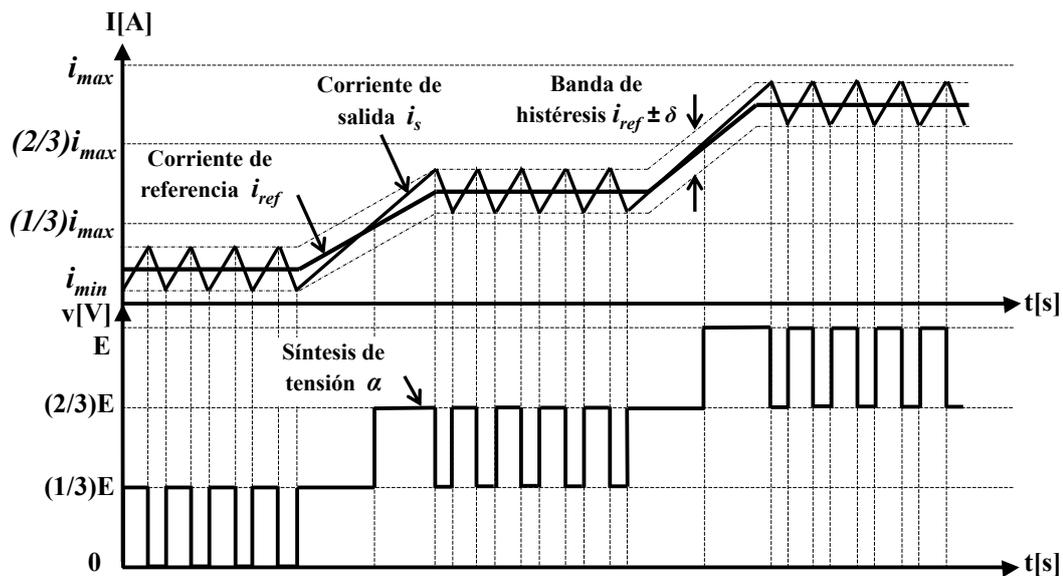


Figura 5.3: Comportamiento de la primera red de Petri y generación del nivel de tensión de referencia.

La definición de cada plaza se muestra en la Tabla 5.4. La operación de cada transición está sujeta a la condición de carga en cada condensador y a la tensión de referencia de entrada  $\alpha$ , de acuerdo a la Tabla 5.5, que a su vez se define de la Tabla 4.2. Si más de un estado de conmutación es válido para (5.4.1), entonces se considera la corrección del condensador que presente mayor error en ese instante. En esta RP se introduce una estructura de reloj, tal y como se describió en la Sección 2.4, que incorpora una secuencia de reloj  $v_j$ , asociada a una transición  $t_j$ . Así, la transición  $t_j$ , no operará inmediatamente, debido a un retardo en el disparo, dado por  $v_{jk}$ . Durante este retardo, las fichas se mantendrán en las plazas de entrada de  $t_j$ . Este tiempo de transición, representa la restricción de tiempo entre dos transiciones consecutivas en los semiconductores de potencia. También, tres arcos inhibidores se incorporan en la estructura para asegurar que solamente una ficha puede estar presente en la plaza.

Ahora, al igual que en la Sección 4.3.1, en esta sección se estudian las propiedades del balance de tensión, de los estados de conmutación del convertidor de 4 niveles, con el fin de establecer

Tabla 5.3: Definición de las transiciones en la red de Petri que modela el control de corriente de salida.

Transiciones	Designaciones
$T_{12}$	$\alpha = 1 \wedge (0 < i_{ref} \leq \frac{1}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \leq (i_{ref} - \delta)]$
$T_{21}$	$\alpha = 2 \wedge (0 < i_{ref} \leq \frac{1}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \geq (i_{ref} + \delta)]$
$T_{13}$	$\alpha = 1 \wedge (\frac{1}{3}i_{m\acute{a}x} < i_{ref} \leq \frac{2}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \leq (i_{ref} - \delta)]$
$T_{31}$	$\alpha = 3 \wedge (0 < i_{ref} \leq \frac{1}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \geq (i_{ref} + \delta)]$
$T_{14}$	$\alpha = 1 \wedge (\frac{2}{3} < i_{ref} \leq i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \leq (i_{ref} - \delta)]$
$T_{41}$	$\alpha = 4 \wedge (0 < i_{ref} \leq \frac{1}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \geq (i_{ref} + \delta)]$
$T_{23}$	$\alpha = 2 \wedge (\frac{1}{3}i_{m\acute{a}x} < i_{ref} \leq \frac{2}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \leq (i_{ref} - \delta)]$
$T_{32}$	$\alpha = 3 \wedge (\frac{1}{3}i_{m\acute{a}x} < i_{ref} \leq \frac{2}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \geq (i_{ref} + \delta)]$
$T_{24}$	$\alpha = 2 \wedge (\frac{2}{3}i_{m\acute{a}x} < i_{ref} \leq i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \leq (i_{ref} - \delta)]$
$T_{42}$	$\alpha = 4 \wedge (\frac{1}{3}i_{m\acute{a}x} < i_{ref} \leq \frac{2}{3}i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \geq (i_{ref} + \delta)]$
$T_{34}$	$\alpha = 3 \wedge (\frac{2}{3}i_{m\acute{a}x} < i_{ref} \leq i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \leq (i_{ref} - \delta)]$
$T_{43}$	$\alpha = 4 \wedge (\frac{2}{3}i_{m\acute{a}x} < i_{ref} \leq i_{m\acute{a}x}) \wedge [i_s \geq (i_{ref} + \delta)]$

Tabla 5.4: Definición de las plazas en la red de Petri que establece el balance de tensión de los condensadores.

Plazas	Designaciones
$P_5$	Estado inicial
$P_6$	Estado del interruptor en la primera célula de conmutación, $S_1$
$P_7$	Estado del interruptor en la segunda célula de conmutación, $S_2$
$P_8$	Estado del interruptor en la tercera célula de conmutación, $S_3$
$P_9, P_{10}, P_{11}$ $P_{12}, P_{13}, P_{14}$	Plazas que asignan el tiempo autorizado entre dos conmutaciones sucesivas de un interruptor

Tabla 5.5: Transiciones en la RP que aseguran el balance de tensión de los condensadores y el nivel de la tensión de referencia.

Transiciones	Designaciones
$T_{56}, T_{129}, t_{910}$	$\alpha = 2 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \wedge (e_1 > e_2) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} > v_{c2}^*) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 3 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} > v_{c2}^*) \wedge (e_1 < e_2) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 4$
$T_{57}, T_{1613}, t_{1314}$	$\alpha = 2 \wedge \left[ (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} > v_{c2}^*) \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 3 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} > v_{c2}^*) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 4$
$T_{58}, T_{2017}, t_{1718}$	$\alpha = 2 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \wedge (e_1 < e_2) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 3 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \vee \\ (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} > v_{c2}^*) \wedge (e_1 > e_2) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 4$
$T_{65}, T_{1011}, t_{1112}$	$\alpha = 1 \quad \vee$
	$\alpha = 2 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \wedge (e_1 < e_2) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 3 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \vee \\ (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} > v_{c2}^*) \wedge (e_1 > e_2) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)]$
$T_{75}, T_{1415}, t_{1516}$	$\alpha = 1 \quad \vee$
	$\alpha = 2 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 3 \wedge [(v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*)]$
$T_{85}, T_{1819}, t_{1920}$	$\alpha = 1 \quad \vee$
	$\alpha = 2 \wedge \left[ \begin{array}{l} v_{c2} > v_{c2}^*) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \wedge (e_1 > e_2) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)] \quad \vee$
	$\alpha = 3 \wedge \left[ \begin{array}{l} (v_{c1} < v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} < v_{c2}^*) \wedge (e_1 < e_2) \vee \\ (v_{c1} > v_{c1}^*) \wedge (v_{c2} > v_{c2}^*) \end{array} \right] \wedge [(e_1 \geq \varepsilon_1) \vee (e_2 \geq \varepsilon_2)]$

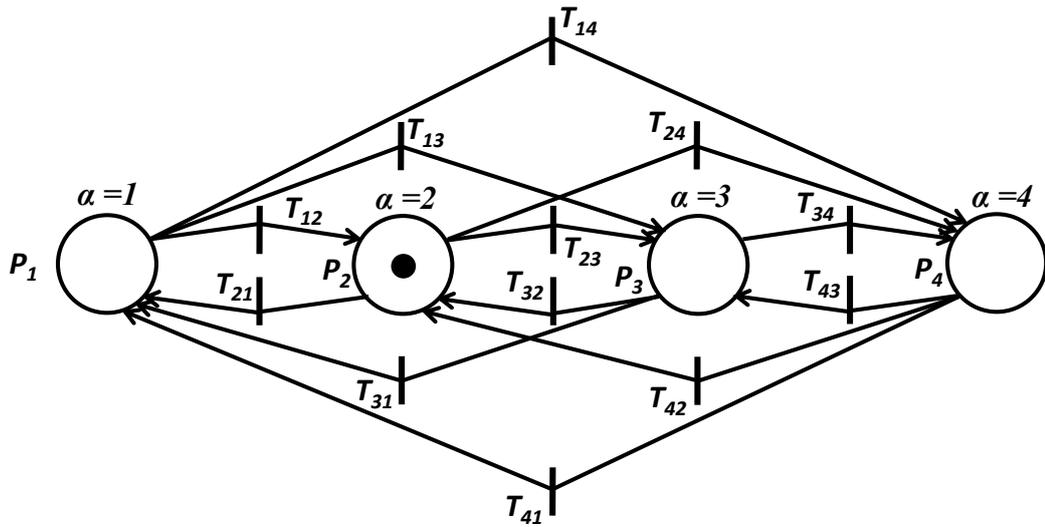


Figura 5.4: Red de Petri que genera el nivel de la tensión de referencia.

las reglas de conmutación que operarán la RP de tensión de los condensadores.

Sea

$$Q = \{q_0, \dots, q_7\} \quad (5.4.1)$$

$$Q_0 = \{q_0\} \quad (5.4.2)$$

$$Q_1 = \{q_1, q_2, q_4\} \quad (5.4.3)$$

$$Q_2 = \{q_3, q_5, q_6\} \quad (5.4.4)$$

$$Q_3 = \{q_7\} \quad (5.4.5)$$

donde  $Q$  es el conjunto de todos los estados discretos, y  $Q_k \subseteq Q$ , ( $k = 0, \dots, 3$ ), es el subconjunto correspondiente al  $k$ 'ésimo nivel de tensión. Entonces, si (5.3.5) define la referencia de tensión del  $k$ 'ésimo condensador,  $v_{c_k}^*$ , el  $k$ 'ésimo error de tensión se define como

$$e_k = (v_{c_k} - v_{c_k}^*), \quad \text{para } k = 1, 2 \quad (5.4.6)$$

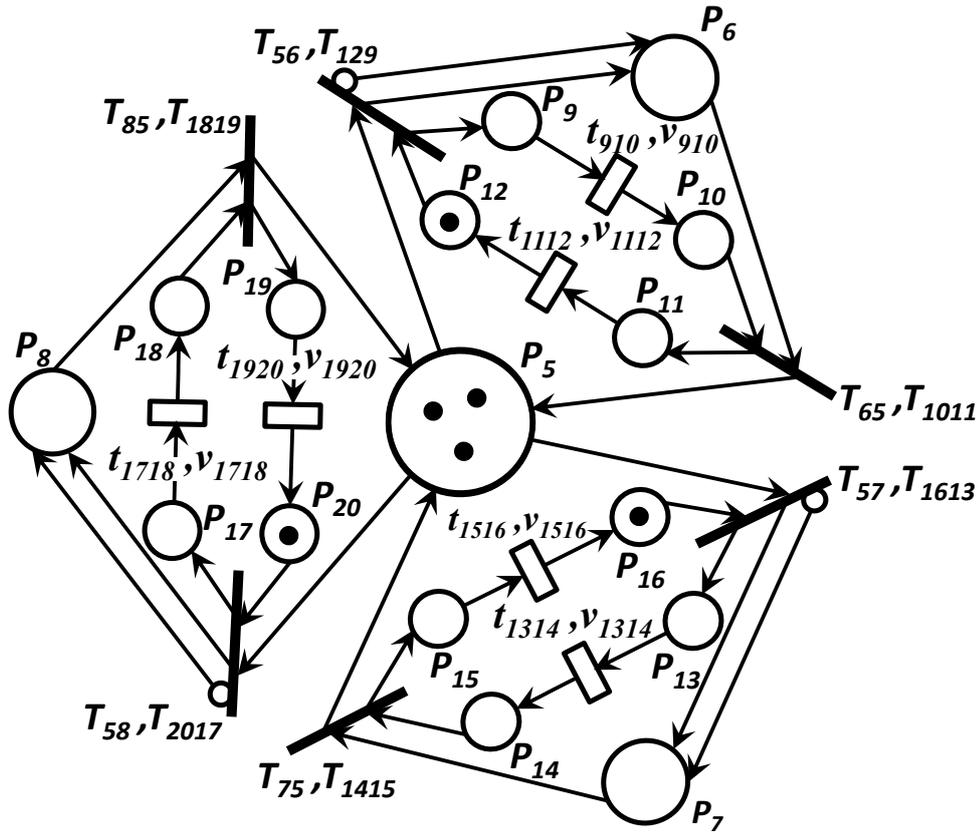


Figura 5.5: Red de Petri que controla la operación de las células de conmutación.

donde  $v_{c_k}^*$  se determina por (5.3.5), y  $v_{c_k}$  es la medición de la tensión del condensador  $k$ . Así, el problema de balance radica en encontrar un estado discreto,  $q_i \in Q$ , que reduzca los errores de tensión y asegure el nivel de la tensión de referencia,  $\alpha$ .

**Lema 5.4.1.** *Se espera que bajo la acción de control de ADE ( $q_i$ ), la tensión de los condensadores que inician en cualquier condición inicial converjan a la referencia de tensión definida por (5.3.5).*

Para verificar este lema, se define la siguiente función de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{p-1} c_k e_k^2 + \frac{1}{2} L e_i^2 \quad (5.4.7)$$

donde,  $e_i = i_s - i_{ref}$ .

derivando (4.3.9)

$$\dot{V} = \sum_{k=1}^{p-1} c_k e_k \dot{e}_k + L e_i \dot{e}_i \quad (5.4.8)$$

El objetivo de ambos controladores propuestos es conseguir  $\dot{V} < 0$ . Se considera que los valores de referencia de la tensión de los condensadores son constantes en un periodo de conmutación, y que la referencia de corriente es ligeramente variable con respecto a la dinámica del convertidor. Substituyendo,  $\dot{v}_{c_k}$ , de (5.3.6),  $\dot{V}$  se puede expresar como

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_1(s_2 - s_1)i_s + e_2(s_3 - s_2)i_s + \\ & e_i [-RI + (s_1 - s_2)v_{c_1} + (s_2 - s_3)v_{c_2} + s_3E] \end{aligned} \quad (5.4.9)$$

Enseguida, se evalúa (5.4.9) para cada  $q_i \in Q$  y se obtiene  $\dot{V}_i$ . La Tabla 5.6, muestra las ecuaciones resultantes para  $\dot{V}_i$ , junto con las condiciones necesarias para conseguir  $\dot{V}_i < 0$ , considerando  $i_s > 0$ . Entonces, se puede verificar que para cada nivel de tensión discreto  $\alpha$ , existe al menos un estado de conmutación  $q_i$ , que cumple con  $\dot{V}_i < 0$ .

Tabla 5.6: Condiciones de los estados de conmutación para mantener el balance de tensión de los condensadores.

$q_i \in Q$	$S_3$	$S_2$	$S_1$	Ecuación resultante, $\dot{V}_i$	Condición para mantener $\dot{V} < 0$
$q_0$	0	0	0	$V_0 = -e_i R i_s$	$(i_s > i_{ref}) \wedge [0 < i_{ref} < \frac{1}{3} i_{m\acute{a}x}]$
$q_1$	0	0	1	$\dot{V}_1 = -e_1 i_s + e_i (-R i_s + v_{c_1})$	$(e_1 > 0) \wedge \forall i_s \wedge [0 < i_{ref} < \frac{1}{3} i_{m\acute{a}x}]$
$q_2$	0	1	0	$\dot{V}_2 = (e_1 - e_2) i_s + e_i (-R i_s - v_{c_1} + v_{c_2})$	$(e_1 < 0) \wedge (e_2 > 0) \wedge \forall i_s \wedge [0 < i_{ref} < \frac{1}{3} i_{m\acute{a}x}]$
$q_3$	0	1	1	$\dot{V}_3 = -e_2 i_s + e_i (-R i_s + v_{c_2})$	$(e_2 > 0) \wedge \forall i_s \wedge [\frac{1}{3} i_{m\acute{a}x} < i_{ref} < \frac{2}{3} i_{m\acute{a}x}]$
$q_4$	1	0	0	$\dot{V}_4 = e_2 i_s + e_i (-R i_s - v_{c_2} + E)$	$(e_2 < 0) \wedge \forall i_s \wedge [0 < i_{ref} < \frac{1}{3} i_{m\acute{a}x}]$
$q_5$	1	0	1	$\dot{V}_5 = (-e_1 + e_2) i_s + e_i (-R i_s + v_{c_1} - v_{c_2} + E)$	$(e_1 > 0) \wedge (e_2 < 0) \wedge \forall i_s \wedge [\frac{1}{3} i_{m\acute{a}x} < i_{ref} < \frac{2}{3} i_{m\acute{a}x}]$
$q_6$	1	1	0	$\dot{V}_6 = e_1 i_s + e_i (-R i_s - v_{c_1} + E)$	$(e_1 < 0) \wedge \forall i_s \wedge [\frac{1}{3} i_{m\acute{a}x} < i_{ref} < \frac{2}{3} i_{m\acute{a}x}]$
$q_7$	1	1	1	$\dot{V}_7 = e_i (-R i_s + E)$	$(i_s < i_{ref}) \wedge [i_{ref} (\frac{2}{3} i_{m\acute{a}x} < i_{ref} < i_{m\acute{a}x})]$

## 5.5. Resultados experimentales

El esquema propuesto se validó experimentalmente en un convertidor de 3 células (ver la Fig. 5.1), con condensadores de  $33\mu F$  de capacidad,  $E = 30V$ , y carga  $R - L$  con  $R = 33\Omega$  y  $L = 32mH$ . El tiempo autorizado entre dos conmutaciones sucesivas en los semiconductores de potencia se estableció en  $t_v \approx 1,42 \times 10^{-5}s$ ; las desviaciones permitidas en la tensión de los condensadores son  $\varepsilon_1 = \pm 1,5V$  y  $\varepsilon_2 = \pm 2V$ , para  $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ , respectivamente. La banda de histéresis para la referencia de corriente se define como  $\delta = \pm 0,05 \times i_{ref}$ . El esquema de control fue implementado utilizando un sistema de desarrollo dSPACE 1103. La Fig. 5.6 muestra el diagrama de bloques del esquema de control. Ambas RPs, la de seguimiento de corriente y la de balance de tensión de los condensadores, fueron programadas en la tarjeta dSPACE (ver la Fig. 5.6).

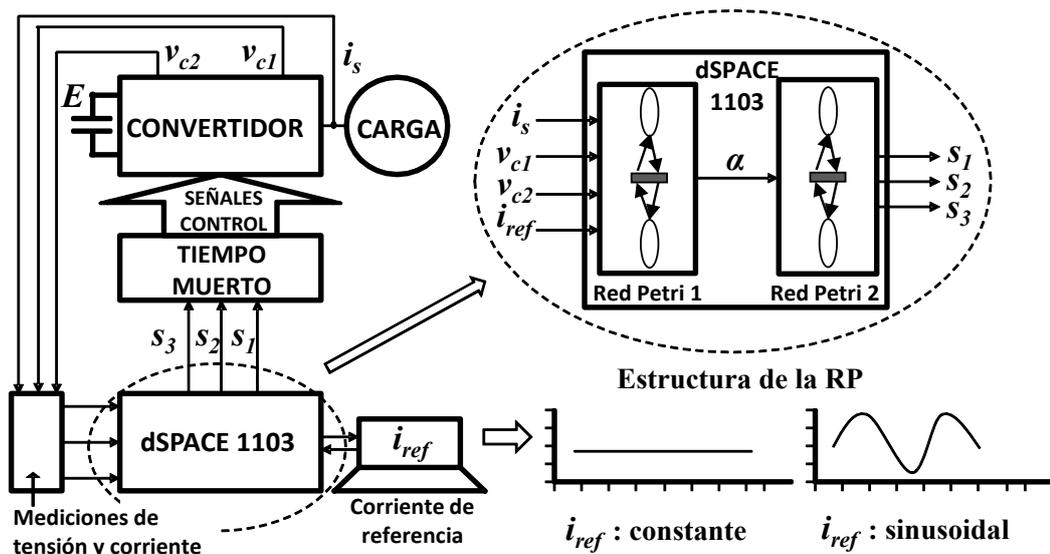


Figura 5.6: Diagrama de bloques del sistema de control con el esquema propuesto.

El primer análisis se realizó con una referencia de corriente constante,  $i_{ref} = 0,45A$ . La corriente de salida  $i_s$ , la evolución de la tensión de cada condensador,  $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ , la tensión de

salida,  $v_o$ , y el plano de fase para  $v_{c1}$  and  $v_{c2}$ , se muestran en la Fig. 5.7(a)-(d), respectivamente. La Figura 5.7(a) muestra que la corriente de salida está dentro de la banda de histéresis definida. En la Fig. 5.7(b), se muestra que la tensión de los condensadores está balanceada en sus respectivos valores de referencia, dados por (4.2.5). La Fig. 5.7(c) muestra que la tensión de salida está entre 10V y 20V, debido al valor fijo en la referencia de corriente. La Fig. 5.7(d) muestra la región de convergencia entre  $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ , mientras que en la Fig. 5.8 se muestra la región de convergencia entre  $(v_{c1}, i_s)$  y  $(v_{c2}, i_s)$ , confirmando que el esquema de control propuesto cumple con ambos objetivos de control.

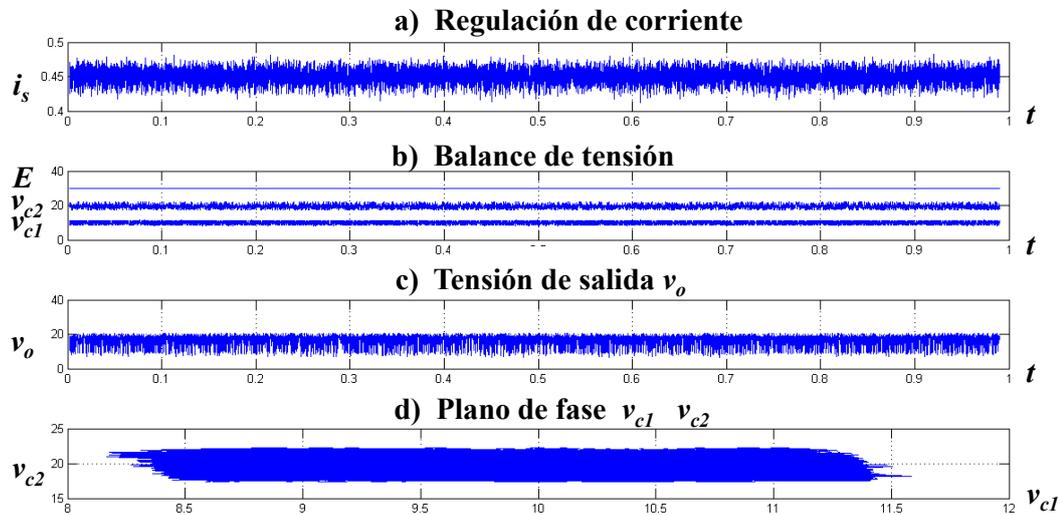


Figura 5.7: Resultados experimentales para un valor fijo en la referencia de corriente  $i_s = 0,45A$

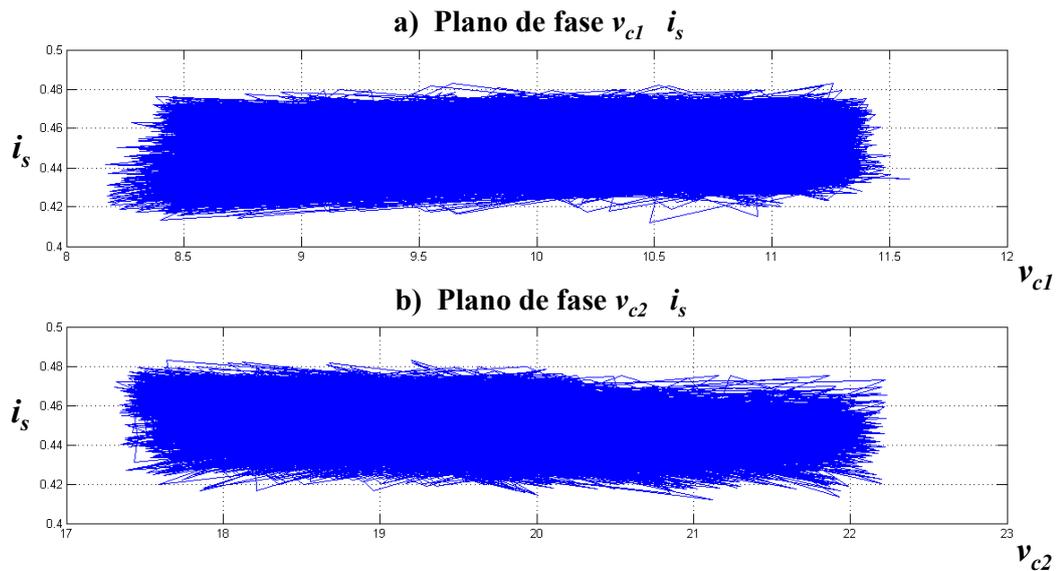


Figura 5.8: Regiones de convergencia: a)  $(v_{c1}, i_s)$ , y b)  $(v_{c2}, i_s)$ , para un valor fijo en la referencia de corriente,  $i_s = 0,45A$

El mismo análisis fue realizado utilizando una referencia de corriente sinusoidal,  $i_{s\text{máx}} = 0,4A$ ,  $freq = 1,5Hz$  y  $cd\text{-offset} = 0,45A$ . La Fig. 5.9(a)-(b) muestra que las tensiones de los condensadores y la corriente de salida son reguladas de acuerdo a los valores de referencia. La Fig. 5.9(c) muestra la tensión de salida de cuatro niveles en concordancia con la corriente sinusoidal de referencia. La Fig. 5.9(d) muestra la región de convergencia para  $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ . Finalmente, la Fig. 5.10(a)-(b) muestra la región de convergencia para  $(v_{c1}, i_s)$  y  $(v_{c2}, i_s)$ , confirmando que el esquema de control propuesto cumple con los dos objetivos de control.

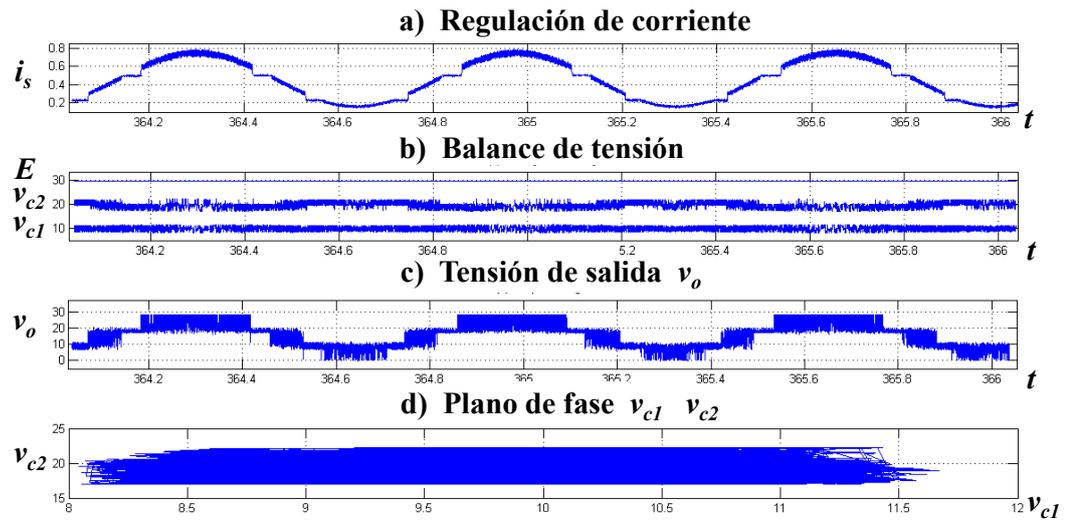


Figura 5.9: Resultados experimentales con una referencia de corriente sinusoidal.

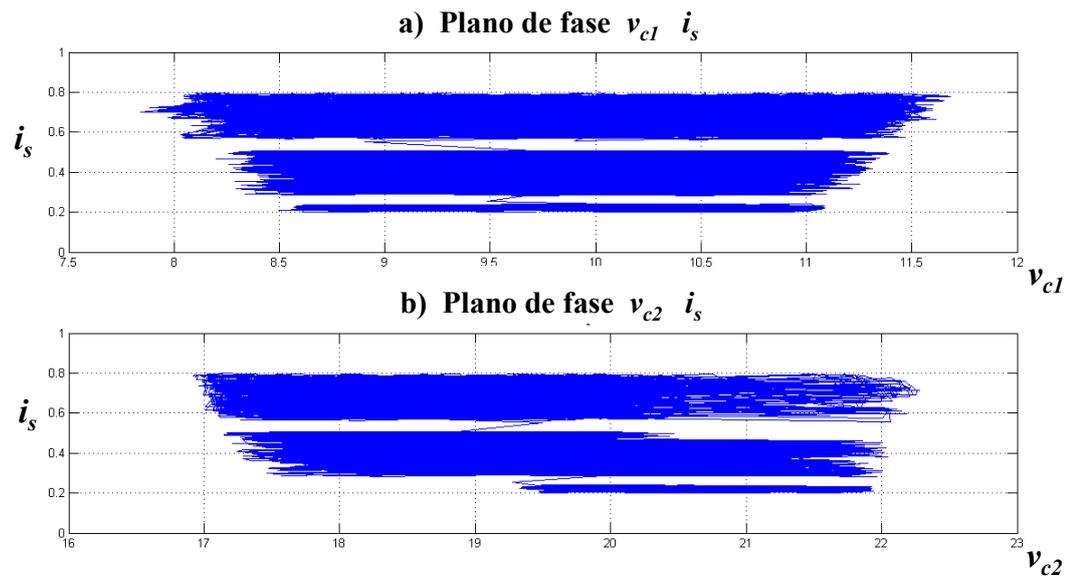


Figura 5.10: Regiones de convergencia: a)  $(v_{c1}, i_s)$ , y b)  $(v_{c2}, i_s)$ , para una referencia de corriente sinusoidal.

## 5.6. Conclusiones

En este capítulo se presentó un esquema de control basado en redes de Petri que asegura la corriente de salida y el balance de la tensión de los condensadores en un convertidor multicelular de 4 niveles. El algoritmo basa su operación en dos redes de Petri, que integran el control externo (corriente de salida), y el control interno (balance de la tensión de los condensadores) del convertidor. La primera RP sintetiza una señal de tensión en función de la corriente de referencia; la segunda RP genera los estados de conmutación para establecer el balance de tensión en el convertidor, y al mismo tiempo, asegura el nivel de tensión demandado. Esta última red, fue establecida evaluando sistemáticamente todos los estados de conmutación. Los resultados experimentales confirman que el esquema propuesto garantiza ambos objetivos de control, el seguimiento de corriente y el balance de tensión de los condensadores. Además, este estudio muestra que los esquemas de control basados en RP, son modelos alternativos a los autómatas clásicos y que pueden ser utilizados como una herramienta para diseñar técnicas de control en sistemas electrónicos de potencia, donde coexisten dinámicas continuas y discontinuas.

# Capítulo 6

## Conclusiones y Recomendaciones

### 6.1. Introducción

En este capítulo se presentan las conclusiones generales del trabajo de investigación, así como los trabajos futuros.

### 6.2. Conclusiones

En este trabajo se presentaron dos estrategias de control para el convertidor multicelular. La primera de ellas sirve para balancear la tensión de los condensadores que conforman este convertidor. La segunda estrategia, permite balancear la tensión de los condensadores y además regular la corriente de salida de manera simultánea. Para conseguirlo, se hizo una revisión bibliográfica; se determinó explotar la teoría de sistemas híbridos y proponer una metodología de análisis y diseño de controladores para el convertidor. En ese sentido, se describieron dos maneras de representar un sistema híbrido, la metodología clásica y una metodología alterna; ésta última basada en el enfoque de los sistemas de eventos discretos. Posteriormente, se

presentaron las distintas maneras de verificar estabilidad en sistemas híbridos y conmutados. Finalmente, se propusieron ambas estrategias y cada una se validó experimentalmente.

Los objetivos marcados en la Sección 1.5 se cumplieron en su totalidad y de los resultados obtenidos, se concluye lo siguiente:

- El modelado de un sistema híbrido, donde se integran ecuaciones diferenciales y máquinas de estados en un solo formalismo, puede conducir a diagramas de un tamaño muy grande. Esto puede aumentar la complejidad en la manera de representar eventos simultáneos (paralelismo) y además dificultar la representación de algunas dinámicas dentro del sistema, ya que no cuenta con una herramienta para establecer jerarquías.
- Con el modelado de sistemas híbridos mediante redes de Petri no se requiere enumerar explícitamente todos los estados del sistema, como se plantea en los autómatas clásicos. Además, esta técnica posee herramientas de análisis que permiten la solución eficiente de problemas de control. Lo que hace a esta técnica una metodología idónea para representar sistemas electrónicos de potencia, como el convertidor multicelular.
- Con respecto a la estabilidad de las estrategias de control. Dado que la teoría de Lyapunov depende de una evaluación general del comportamiento de las trayectorias de un sistema y no de un estudio del lugar geométrico de las raíces, ni de un análisis de los valores propios del sistema, se considera una herramienta efectiva para verificar la estabilidad en sistemas no lineales o en sistemas lineales con incertidumbre, como lo son los sistemas electrónicos de potencia.
- Se presentó el diseño de una estrategia de control que balancea las tensiones de los condensadores de un convertidor multicelular de 5 niveles. Esta estrategia tuvo como base el análisis de los estados redundantes. Así, se estableció una función de Lyapunov para cada subsistema y se verificó su decrecimiento en cada transición, bajo una regla de

conmutación específica.

- Con la característica de redundancia de estados que presenta la estructura multicelular, es posible mantener el nivel de tensión requerido en los condensadores y garantizar el nivel de tensión demandado por la estrategia de modulación.
- La estrategia de balance propuesta puede adaptarse a cualquier tipo de modulación.
- Utilizando la metodología de selección de los estados redundantes propuesta, la estrategia de balance se puede extender a un mayor número de niveles y puede ser implementada de manera sencilla.
- Tanto la regla de conmutación como el modelo instantáneo fueron sintetizados en un modelo autómatas híbrido, con el fin de desacoplar la dinámica continua de la discreta y conformar un sistema autómatas clásico. Los resultados experimentales muestran que el balance de tensión se consigue tanto en estado estable como en estado transitorio, asegurando la operación adecuada y segura del convertidor.
- Los resultados experimentales obtenidos con la estrategia propuesta, son claramente mejores que aquellos obtenidos con el balance natural. Con lo que se determina que una estrategia de balance activo generalmente mostrará mejor desempeño que las estrategias de balance natural. Sin embargo, se requiere medir o estimar las tensiones de los condensadores.
- En comparación con otras técnicas de balance activo, el proceso de selección de los estados de conmutación propuesto, se justifica claramente, lo que conduce a una implementación sencilla y directa.
- Se propuso un segundo esquema de control basado en dos redes de Petri. La primera red genera el nivel de tensión necesario para asegurar el seguimiento de la corriente de referencia y la segunda red resuelve el problema del balance de tensión de los condensadores.

- Con la segunda propuesta, se unifica el control de corriente y el control de la tensión de los condensadores.
- La red de Petri que controla la corriente sintetiza una señal de tensión en función de la corriente de referencia en un proceso de histéresis. La segunda red de Petri, genera los estados de conmutación para asegurar el nivel de tensión demandado y el balance de la tensión de los condensadores.
- Al igual que en la primera propuesta, en el segundo esquema se estableció una metodología para verificar la estabilidad de la regla de conmutación. Se planteó una función de Lyapunov para cada estado de conmutación incluyendo la dinámica de la corriente de la carga y se verificó su decrecimiento ante la regla de conmutación establecida.
- Los resultados experimentales confirman que el esquema propuesto garantiza el seguimiento de corriente y el balance de tensión de los condensadores.
- Con el segundo esquema de control, se muestra que las redes de Petri representan un modelo alternativo a los autómatas clásicos y que pueden ser utilizadas como una herramienta para diseñar técnicas de control en sistemas electrónicos de potencia, donde coexisten dinámicas continuas y discontinuas.

### 6.3. Trabajos Futuros

Por ultimo se presentan los trabajos futuros, estos se pueden citar en el siguiente orden:

- Extender la estrategia de balance para un número mayor de niveles utilizando la metodología de análisis presentada.

- Elaborar una estrategia de balance de tensión en los condensadores para la estructura multinivel tipo *NPC* incorporando los elementos de análisis propuestos.
- Verificar el funcionamiento de la estrategia de balance en aplicaciones específicas, contrastando su desempeño con los convertidores convencionales de dos niveles.
- Verificar el desempeño del convertidor multicelular en una configuración de inversor trifásico, como variador de velocidad y como compensador de una red eléctrica.

# Bibliografía

- [1] N. Mohan, "Power Electronics: converters, applications, and design," *Second edition, John Willey and sons*, 1995.
- [2] P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic., "Generalized structure of a multilevel PWM inverter," *IEEE Trans. on Industr. Appl.*, vol. 19, no. 6, pp. 1057-1069, Jan. 1983.
- [3] J. S. Lai and F. Z. Peng., "Multilevel converters-A new breed of power converters," *IEEE Trans. on Industr. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May. 1996.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi., "A new neutral-point clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industr. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sep. 1981.
- [5] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters," *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 397-403, Jul. 1992.
- [6] F. Z. Peng and J. S. Lai., "A multilevel voltage-source converter with separate DC sources for static var generation," *IEEE Trans. on Industr. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1130-1138, Sep. 1996.
- [7] T. A. Meynard and H. Foch., "Multi-Level Choppers for High Voltage Applications," *EPE Journal*, vol. 2, no. 1, pp. 45-50, Mar. 1992.
- [8] N. Aouda, L. Priss´e, T.A. Meynard and H. Foch., "A Multilevel Rectifier with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current for High Voltage Application," *EPE Journal*, vol. 6, no. 3-4, pp. 27-35, Dec. 1996.
- [9] R. W. Menzies, P. Steimer and J. K. Steinke, "Five-level GTO inverters for large induction motors drives," *IEEE Trans. on Industr. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 938-944, Jul. 1994.
- [10] B-S. Suh, D-S. Hyun, "A new N-Level High Voltage Inversion System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 107-115, Feb. 1997.
- [11] A. K. Gupta, A. M. Khambadkone, "A space vector PWM scheme for multilevel inverters based on two-level space vector PWM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1631-1639, Oct. 2006.

- [12] J. Rodríguez, L. Moran, P. Correa and C. Silva “A Vector Control Technique for Medium-Voltage Multilevel Inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 882-888, Aug. 2002.
- [13] M. F. Escalante., “A General Space Vector Modulation Strategy for n-Level Three-Phase Inverters,” *ISIE 2006 Int. Symposium in Ind. Electron.*, Jul. 2006.
- [14] M. F. Escalante., “Desarrollo de algoritmos de modulación vectorial para convertidores estáticos multinivel,” *PAICYT UANL, Reporte técnico.*, Apr. 2006.
- [15] H. Wang, H. Lu, Y. Deng, R. Zhao and X. He., “Relationship between flying capacitor multilevel inverter PWM methods and switching loss minimized PWM method for flying capacitor multilevel inverter,” *IEEE Power Electr. Spec. Conf.*, Jun. 2004.
- [16] J. Zhao, X. He, and R. Zhao “A novel PWM control method for hybrid-clamped multilevel inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2385-2373, Jul. 2010.
- [17] C. Tan, J. Zhao, M. Y. Ma, X. He and Y. Zhao “An improved PWM control method to reduce surge current through capacitors in hybrid-clamped multilevel inverter,” *IEEE Ind. Electron. Society Conf.*, Nov. 2011.
- [18] J-H. Kim, S-K. Sul, and P. N. Enjeti “A carrier-based PWM method with optimal switching sequence for a multilevel four-leg voltage-source inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 4, pp. 1239-1248, Jul. 2008.
- [19] H. Zheng, H. Zhang, and L. Chen “Carrier overlapping-switch frequency optional PWM method for cascaded multilevel inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 4, pp. 1239-1248, Jul. 2008.
- [20] S. Xing, and G. Shen, “Research on Topology and PWM Control Method of a Novel Cascaded Multilevel Inverter,” *IEEE Proc. Mechatron. and Autom.*, Aug. 2010.
- [21] X. Sun, and Z. Yun, “Multi-carrier PWM control method of a novel asymmetrical multilevel inverter,” *IEEE Int. Networks and Int. Syst. Conf.*, Nov. 2010.
- [22] S. Sedghi, A. Dastfan and A. Ahmadyfard, “A new multilevel carrier based pulse width modulation method for modular multilevel inverter,” *IEEE Power Electron. Int. Conf.*, May. 2011.
- [23] M. A. González., “Convertidor multinivel tipo condensadores flotantes: prototipo de laboratorio,” *CIINDET Int. Congress*, Oct. 2010.
- [24] M. A. González, F. Salinas and M. F. Escalante., “Diseño de un prototipo de laboratorio de inversor multinivel tipo condensadores flotantes,” *Tesis FIME UANL*, 2008.
- [25] M. Glinka., “Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage,” *IEEE Power Electr. Spec. Conf.*, Jun. 2004.

- [26] M. Carpita, M. Marchesoni, M. Pellerin and D. Moser., "Multilevel converter for traction applications: small-scale prototype tests results," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 5, pp. 2203-2212, May. 2008.
- [27] D. Cao, S. Jiang and F. Z. Peng., "Optimal design of a multilevel modular capacitor-clamped DC-DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3816-3826, Aug. 2013.
- [28] H. Xu and J. Li., "FPGA based multiplex PWM generator for multilevel converters applied wind power generator," *IEEE Power and Ener. Eng. Conf.*, March. 2009.
- [29] S. Du, J. Liu, J. Lin and Y. He, "A novel DC voltage control method for STATCOM based on hybrid multilevel H-bridge Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 101-111, Jan. 2013.
- [30] J. Ebrahimi, E. Babaei and G. B. Gharehpetian, "A New Multilevel Converter Topology With Reduced Number of Power Electronic Components," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 655-667, Feb. 2012.
- [31] S. Pulikanti, G. Konstantinou and V. Agelidis, "Hybrid Seven-Level Cascaded Active-Neutral-Point-Clamped Based Multilevel Converter under SHE-PWM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1, Sep. 2012.
- [32] S. Fukuda, and V. Yoshida, "A hybrid multi-converter system combining single-phase converters with three-phase converter," *IEEE Power Electron. Appl. Conf.*, 2012.
- [33] M. F. Escalante, J. C. Vannier, A. Arzandé., "Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 809-815, Aug. 2002.
- [34] F. Z. Peng, J. W. McKeever and D. J. Adamas., "A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 6, pp. 1293-1298, Nov. 1998.
- [35] R. H. Lasseter., "A transformerless static synchronous compensator employing a multilevel inverter," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, no. 2, pp. 881-887, Apr. 1997.
- [36] M. F. Escalante, J. J. Arellano., "Harmonics and Reactive Power compensation using a cascaded H-bridge multilevel Inverter," *ISIE 2006 Int. Symposium in Ind. Electron.*, Jul. 2006.
- [37] M. F. Escalante., "Estudio de la Compensación de Armónicas y de Potencia Reactiva Usando Convertidores Estáticos Multinivel," *PAICYT UANL, Reporte técnico.*, Abr. 2005.
- [38] B.P. McGrath, and D.G. Holmes, "Analytical determination of the capacitor voltage balancing dynamics for three-phase flying capacitor converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1425-1433, July/Aug. 2009.

- [39] B.P. McGrath, and D.G. Holmes, "Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying-capacitor multilevel converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 543-550, Mar. 2008.
- [40] R.H. Wilkinson, T.A. Meynard, and H. du Toit Mouton, "Natural balance of multicell converters: The two cell case," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1649-1657, Nov. 2006.
- [41] R.H. Wilkinson, T.A. Meynard, and H. du Toit Mouton, "Natural balance of multicell converters: The general case," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1658-1666, Nov. 2006.
- [42] A. Ruderman, B. Reznikov, and J. Melkebeek, "Simple time-domain analysis of a four-level H-bridge converter voltage balancing," in *Proc. IEEE Int. Technol.*, pp. 818-823, Mar. 2010.
- [43] S. Thielemans, A. Ruderman, B. Reznikov, and M. Margaliot, "Simple analysis of a flying-capacitor converter voltage balance dynamics for dc modulation," in *Proc. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 260-267, Sep. 2008.
- [44] B.P. McGrath, and D.G. Holmes, "Natural Capacitor voltage balancing for a flying capacitor converter induction motor drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1554-1561, Jun. 2009.
- [45] R. Stala, S. Pirog, M. Baszynski, A. Mondzik, A. Penczek, J. Czekonski, and S. Gasiorek, "Results of investigation of multicell converters with balancing circuit - Part I," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2610-2619, Jul. 2009.
- [46] R. Stala, S. Pirog, A. Mondzik, M. Baszynski, A. Penczek, J. Czekonski, and S. Gasiorek, "Results of investigation of multicell converters with balancing circuit - Part II," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2620-2628, Jul. 2009.
- [47] R. Stala, "The switch-mode flying-capacitor DC-DC converters with improved natural balancing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1369-1382, Apr. 2010.
- [48] S. Thielemans, A. Ruderman, B. Reznikov, and J. Melkebeek, "Improved natural balancing with modified phase-shifted PWM for single-leg five-level flying-capacitor converters," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1658-1667, Apr. 2012.
- [49] D.W. Kang, B.K. Lee, J.H. Jeon, T.J. Kim and D.S. Hyun, "A Symmetric Carrier Technique of CRPWM for Voltage Balance Method of Flying-Capacitor Multilevel Inverter," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 879-888, Jun. 2005.
- [50] A. Shukla, A. Ghosh, and A. Joshi, "Natural balancing of flying capacitor voltages in multicell inverter unde PD carrier-based PWM," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 26, no. 6, pp. 1682-1693, Jun. 2011.

- [51] B.P. McGrath, and D.G. Holmes, "Enhanced voltage balancing of flying capacitor multilevel converter using phase disposition (PD) modulation," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1933-1942, Jul. 2011.
- [52] B.P. McGrath, T. Meynard, G. Gateau, and D.G. Holmes, "Optimal modulation of flying capacitor and stacked multicell converters using a state machine decoder," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 508-516, Mar. 2007.
- [53] D.W. Kang, B.K. Lee, J.H. Jeon, T.J. Kim, D.S. Hyun, "A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 879-888, Jun. 2005.
- [54] F. Salinas, M. A. González and M. F. Escalante, "New voltage balancing strategy for Flying Capacitor Multilevel Converters," *IEEE Congr. Intern. de Electrón. de Potencia.*, pp. 185-190, Aug. 2010.
- [55] C. Feng, J. Liang, and V.G. Agelidis, "Modified phase-shifted PWM control for flying capacitor Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 178-185, Jan. 2007.
- [56] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, and T.A. Meynard, "Multicell converters: Active control and observation of flying capacitor voltages," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 998-1008, Oct. 2002.
- [57] F. Defaÿ, A.M. Llor and M. Fadel, "A predictive control with flying capacitor balancing of a multicell active power filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 9, pp. 3212-3220, Sep. 2008.
- [58] F. Defaÿ, A.M. Llor, and M. Fadel, "Direct control strategy for a four-level three-phase flying-capacitor inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2240-2248, Jul. 2010.
- [59] L. Xu, and V.G. Agelidis, "Active capacitor voltage control of flying capacitor multilevel converters," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 3, pp. 313-320, May 2004.
- [60] R.P. Aguilera, D.E. Quevedo, "Capacitor voltage estimation for predictive control algorithm of flying capacitor converters," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Tech. ICIT 2009*, Churchill, Australia, pp. 1-6, Feb. 2009.
- [61] M. Khazraei, H. Sepahvand, K.A. Corzine, and M. Ferdowsi, "Active capacitor voltage balancing in single-phase flying-capacitor multilevel power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 769-778, Feb. 2012.
- [62] S. Choi, and M. Saeedifard, "Capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters by space vector PWM," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1154-1161, Jul. 2012.

- [63] F. Zare, and G. Ledwich, "A hysteresis current control for single-phase multilevel voltage source inverters: PLD implementation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 731-738, Sept. 2002.
- [64] A. Shukla, A. Ghosh, and A. Joshi, "Improved Multilevel Hysteresis Current Regulation and Capacitor Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Multilevel Inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 2 , pp. 518-529, March. 2008.
- [65] S. Choi, and M. Saeedifard, "Implementation of three level hysteresis current control for a single phase voltage source inverter," *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 33-38, Jul. 2000.
- [66] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, " A Novel six-band hysteresis control for the packed U cells seven-level converter: experimental validation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3808-3816, Oct. 2012.
- [67] M. Khazraei, H. Sepahvand, M. Ferdowsi and K. A. Corzine, "Hysteresis-based control of a single-phase multilevel flying capacitor active rectifier," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 1 , pp. 154-164, Jan. 2013.
- [68] D. G. Holmes, B. P. McGrath, "Hysteresis current regulation of three phase flying capacitor inverter with balanced capacitor voltages," *IEEE Power Electron. and Motion Ctrl. Conf.*, pp. 47-52, Jun. 2012.
- [69] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi, "Hysteresis current control operation of flying capacitor multilevel inverter and its application in shunt compensation of distribution systems," *IEEE Trans. Power Delivery*, pp. 396-405, Jan. 2007.
- [70] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi, "Flying capacitor multilevel inverter and its applications in series compensation of transmission lines," *IEEE Power Engineering Society General Meeting Conf.*, pp. 1453-1458, Jun. 2004.
- [71] Y. Liang, C. O. Nwankpa, "A power line conditioner based on flying capacitor multilevel voltage source converter with phase shift SPWM," *IEEE Industry App. Conf.*, pp. 2337-2343, Oct. 1999.
- [72] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi, "Static shunt and series compensations of an SMIB system using flying capacitor multilevel inverter," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 20, no. 4 , pp. 2613-2622, Oct. 2005.
- [73] L. Xu, V. G. Agelidis, "VSC Transmission system using flying capacitor multilevel converters and hybrid PWM control," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 22, no. 1 , pp. 693-702, Jan. 2007.
- [74] M. K. Mishra, K. Karthikeyan, "A Fast-Acting DC-Link Voltage Controller for Three-Phase DSTATCOM to Compensate AC and DC Loads," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 24, no. 4, pp. 2291-2299, Oct. 2009.

- [75] Z. Dongliang, L. Guoxin, W. Chonglin, T. Jiejie, C. Weiwei, "Modeling and simulation of DSTATCOM based on switch function," *IEEE Industrial Electr. and Appl. Conf.*, pp. 2297-2301, May. 2009.
- [76] P. H. Vardhana, B. K. Kumar, M. Kumar, "A robust controller for DSTATCOM," *IEEE POWERENG Int. Conf.*, pp. 546-551, March. 2009.
- [77] N. Farkhnia, S. H. Fathi, R. Khoraminia, "Optimization of PI coefficients in DSTATCOM nonlinear controller for regulating DC voltage using Genetic Algorithm," *IEEE Industrial Electr. and Appl. Conf.*, pp. 2291-2296, May. 2009.
- [78] P. Jayaprakash, B. Singh, D. P. Kothari, "Three-Phase 4-Wire DSTATCOM Based on H-Bridge VSC with a Star/Hexagon Transformer for Power Quality Improvement," *IEEE Industrial and Inform. Syst. Conf.*, pp. 1-6, Dec. 2008.
- [79] B. Singh, P. Jayaprakash, T. R. Somayajulu, "DSTATCOM with reduced switches using two-leg VSC and a zig-zag transformer for power quality improvement in three-phase four-wire distribution system," *IEEE TENCON Conf.*, pp. 1-6, Nov. 2008.
- [80] B. Singh, P. Jayaprakash, D. P. Kothari, "Three-phase four-wire dstatcom with H-bridge VSC and star/delta transformer for power quality improvement," *IEEE INDICON Conf.*, pp. 412-417, Dec. 2008.
- [81] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi, "State Feedback Control of Multilevel Inverters for DSTATCOM Applications," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 22, no. 4, pp. 2409-2418, Oct. 2007.
- [82] M. F. Escalante, J. C. Vannier, "Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 809-815, Aug. 2002.
- [83] B. Singh, A. Adya, A. P. Mittal, J. R. P. Gupta, "Modeling, Design and Analysis of Different Controllers for DSTATCOM," *IEEE POWERCON Int. Conf.*, pp. 1-8, Oct. 2008.
- [84] D. Kumar, "Modeling, Analysis and Performance of a DSTATCOM for unbalanced and non-linear load," *IEEE PES Trans. and Distr. Conf.*, pp. 1-6, 2005.
- [85] J. Lygeros, S. Sastry, and C. Tomlin, "The Art of Hybrid Systems," *Lecture Notes on Hybrid Systems: University of California at Berkeley*, July 29, 2001.
- [86] M. Senesky, G. Eirea, and T. John Koo, "Hybrid Modelling and Control of Power Electronics," *IEECS Department, University of California, Berkeley*, 2003
- [87] C. G. Cassandras, S. Lafortune. "Introduction to discrete event systems," *Harvard University, Springer*, 1999.
- [88] D. Liberzon, and S. Morse, "Basic problems in stability and design of switched systems," *IEEE Control Systems.*, vol. 19, no. 5, pp. 59-70, Oct. 1999.

- [89] G. Davrazos, N. T. Koussoulas, "A Review of Stability Results for Switched and Hybrid Systems," *ECE Department, University of Patras, Rio Patras*, 2000.
- [90] N. H. McClamroch and I. Kolmanovski., "Performance benefits of hybrid control design for linear and nonlinear systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 8, no. 7, pp. 108-1096, Jul. 2000.
- [91] M. Johansson and A. Rantzer., "Computation of piecewise quadratic Lyapunov functions for hybrid systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 43, no. 4, pp. 555-559, Apr. 1998.
- [92] P. Gahinet and A. Nemirovski., "LMI Control Toolbox for Use with Matlab," *The Mathworks Inc.*, May 1995.
- [93] L. E. Ghaoui., "LMI TOOL: An Interface to Solve LMI Problems," *ENSTA*, May 1995.
- [94] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan, "Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory," *SIAM Studies in Applied Mathematics*, Series List: vol. 15, 1994.
- [95] O. Beldiman. and L. Bushnell. , "Stability, linearization and control of switched systems," *IEEE, American Control Conf.*, vol. 4, pp. 2950-2954, Jun. 1999.
- [96] M. Dogruel and U. Ozguner. , "Stability of hybrid systems," *IEEE, Int. Symposium on Intelligent Control*, pp. 129-134, Aug. 1994.
- [97] R. Fierro, F. L. Lewis and C. T. Abdallah. , "Common, multiple, and parametric Lyapunov functions for a class of hybrid dynamical systems," *IEEE, Med. Symposium on New Dir. Control Automation*, pp. 77-82, Jun. 1996.
- [98] M. Schinkel, and Y. Wang and K. Hunt., "Stable and robust state feedback design for hybrid systems," *Proc. IEEE American Control Conf.*, vol. 1, no. 6, pp. 215-219, Sep. 2000.
- [99] E. Skafidas, R. J. Evans, A. V. Savkin and I. R. Petersen., "Stability results for switched controller systems," *Automatica, Elsevier*, vol. 35, no. 4, pp. 553-564, Apr. 1999.
- [100] A. A. Agrachev and D. Liverzon., "Lie-algebraic conditions for exponential stability of switched systems," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, pp. 2679-2684, Dec. 1999.
- [101] D. Liberzon, J. P. Hespanha and J. P. Morse., "Stability of switched systems: a Lie-algebraic condition," *Systems and Control Letters, Elsevier*, vol. 37, no. 3, pp. 117-122, Nov. 1999.
- [102] H. S. Park, Y. S. Kwon and S. J. Lee., "Model and stability of hybrid linear system," *Hybrid Systems III, LNCS 1066, Springer-Verlag*, vol. 1066, pp. 424-435, Nov. 1996.
- [103] R. N. Shorten and K. S. Naredra., "On the stability and existence of common Lyapunov functions for stable linear switching systems," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 4, pp. 3723-3724, Dec. 1998.

- [104] J.P. Hespanha, D. Liberzon, A. S. Morse, "Control Using Logic and Switching," *Handout Notes, CDC'01 Workshop*, Part: 1, Dec. 2001.
- [105] P. Peleties and R. DeCarlo., "Asymptotic stability of m-switched systems using Lyapunov functions," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 4, pp. 3438-3439, Dec. 1992.
- [106] M. S. Branicky., "Stability of switched and hybrid systems," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 4, pp. 3498-3503, Dec. 1994.
- [107] M. S. Branicky., "Stability of hybrid systems: state of the art," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 1, pp. 120-125, Dec. 1997.
- [108] M. S. Branicky., "Multiple Lyapunov Functions and Other Analysis Tools for Switched and Hybrid Systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 43, no. 4, pp. 475-482, Apr. 1998.
- [109] L. Hou, A. N. Michel and H. Ye., "Stability analysis of switched systems," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 2, pp. 1208-1212, Dec. 1996.
- [110] H. Ye, A. N. Michel and L. Hou., "Stability theory for hybrid dynamical systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 43, no. 4, pp. 461-474, Apr. 1998.
- [111] S. Pettersson and B. Lennartson., "Stability and robustness for hybrid systems," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 2, pp.1202-1207, Dec. 1996.
- [112] S. Pettersson and B. Lennartson., "Stabilization of hybrid systems using a min-projection strategy," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, 223-228, vol. 1, Jun. 2001.
- [113] M. Rubensson and B. Lennartson., "Stability and robustness of hybrid systems using discrete-time Lyapunov functions techniques," *Proc. IEEE American Control Conf.*, vol. 1, no. 6, pp. 210-214, Sep. 2000.
- [114] R. Fierro and F. L. Fierro., "A framework for hybrid control design," *IEEE Trans. on Syst, Man and Cyb. Part A: Syst and Hum.*, vol. 27, no. 6, pp. 765-773, Nov. 1997.
- [115] X. D. Koutsoukos and P. J. Antsaklis. , "Stabilizing supervisory control of hybrid systems based on piecewise linear Lyapunov functions," *IEEE, Med. Conf. on Control and Automation*, Jul. 2000.
- [116] H. Ye and M. D. Lemmon., "Lyapunov stability of continuous-valued systems under the supervision of discrete event transition systems," *Springer LNCS: Hybrid Systems*, vol. 1386, pp. 175-189, Apr. 1998.
- [117] J. Lygeros and S. Sastry., "Hybrid systems modeling, analysis, control," *Lecture notes Univ. of Berkeley*, Dec. 2008.
- [118] J. P. Hespanha and A. S. Morse., "Stability of switched systems with average dwell-time," *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 3, pp. 2655-2660, Dec. 1999.

- [119] B. Bishop., “Lyapunov function normalization for controlled switching of hybrid systems,” *Proc. IEEE American Control Conf.*, vol. 4, pp. 2461-2465, Jun. 1999.
- [120] A. Y. Pogromsky M. Jirstrand and P. Spangéus., “On stability and passivity of a class of hybrid systems,” *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 4, pp. 3705-3710, Dec. 1998.
- [121] P. V. Zhivoglyadov and R. H. Middleton., “On stability hybrid systems,” *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 4, pp. 3687-3692, Dec. 1998.
- [122] J. Lygeros, K. Johansson, S. N. Simic, J. Zhang and S. Sastry., “Dynamical Properties of Hybrid Automata,” *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 48, no. 1, pp. 2-17, Jan. 2003.
- [123] M. kourjanski and M. Varaiya., “Stability of hybrid systems,” *Hybrid Systems III, LNCS 1066, Springer-Verlag*, 1996.
- [124] A. S. Matveev and A. V. Savkin., “Existence and stability of limit cycles in hybrid dynamical systems with constant derivatives Part 1-2,” *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 5, pp. 4386-4391, Dec. 1999.
- [125] J. L. Mancilla-Aguilar., “A condition for the stability of switched nonlinear systems,” *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 45, no. 11, pp. 2077-2079, Nov. 2000.
- [126] S. H. Lee, T. H. Kim and J. T. Lim., “A new stability analysis of switched systems,” *Automatica, Elsevier*, vol. 36, pp. 917-922, Oct. 2000.
- [127] Z. G. Li, Y. C. Soh and X. Xu., “Stability of hybrid dynamic systems,” *Int. Journal of Systems Science*, vol. 28, no. 8, 1997.
- [128] Z. Li, C. B. Soh and X. Xinhe., “Lyapunov stability of a class of hybrid dynamic systems,” *Automatica, Elsevier*, vol. 36, no. 2, pp. 297-302, Feb. 2000.
- [129] Z. G. Li, Y. C. Soh and C. Y. Wen., “Stability of uncertain quasiperiodic hybrid dynamic systems,” *Int. Journal of Control*, vol. 73, no. 1, 2000.
- [130] R. F. Ovalle, I. Mahla., “Introducción al modelamiento y análisis de estabilidad de sistemas híbridos mediante la transformación dePoincaré,” *Depto. de Ing. Eléct., Universidad de Santiago de Chile*, Dic. 2003
- [131] A. Hassibi, S. P. Boyd and J. P. How., “A class of Lyapunov functionals for analyzing hybrid dynamical systems,” *Proc. IEEE American Control Conf.*, vol. 4, pp. 2455-2460, Jun. 1999.
- [132] A. N and B. Hu., “Towards a stability theory of general hybrid dynamical systems,” *Automatica, Elsevier*, vol. 35, pp. 371-384, Aug. 1999.
- [133] A. N. Michel., “Recent trends in the stability analysis of hybrid dynamical systems,” *IEEE Trans. on Circuits and Systems, Part I: Fund. Theory and Appl.*, vol. 45, no. 1, pp. 120-1434, Jan. 1999.

- [134] F. Salinas, and M. F. Escalante., “Modelo híbrido de un convertidor multinivel y estabilidad de su estrategia de balance de tensión,” *Reunión anual AMCA 2011*, art. 31, pp. 159-164, Oct. 2011.
- [135] A. Donzel., “Commande des convertisseurs multiniveaux: Application á un moteur asynchrone,” *Institut National Polytechnique de Grenoble, Thèse de doctorat*, 2000.
- [136] A. Donzel., “Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: Modélisation,” *EPF Grenoble*, 1997.
- [137] A. Donzel., “Control of series multicell converters by linear state feedback decoupling,” *EPF Grenoble*, 1997.
- [138] F. Salinas, M. A. González and M. F. Escalante., “Voltage balancing scheme for flying capacitor multilevel converters,” *IET Power Electron.*, pp. 1-8, Feb. 2013.
- [139] B.P. McGrath, and D.G. Holmes, “Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, No. 4, pp. 858-867 Aug. 2002.
- [140] F. Salinas, M. Ghanes, J-P. Barbot, M. F. Escalante and B. Amghar., “Modeling and control design based on Petri nets for serial multicellular chopper,” *Trans. on Contr. Syst. Technol.*, Apr. 2013.
- [141] A. Giua and F. DiCesare, “Blocking and controllability of Petri Nets in supervisory control,” *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 39, no. 4, pp. 818-823, Apr. 1994.